

平成29年度 修 士 論 文

COT 制御の特性改善と  
スペクトラム拡散による特性変化の検証

指導教員 高井 伸和 准教授

群馬大学大学院理工学府

電子情報・数理教育プログラム

浅石 恒洋

## 目次

第1章	序論.....	2
1.1	研究背景と目的.....	2
1.2	本論文の構成.....	3
第2章	スイッチング電源.....	4
2.1	概要.....	4
2.2	降圧形コンバータ.....	5
2.2.1	電圧モード制御.....	5
2.2.2	電流モード制御.....	9
2.2.3	コンスタントオンタイム(COT)制御.....	12
第3章	入出力電圧比に依らない COT 制御.....	14
3.1	入出力電圧比による周波数の変化の原因.....	14
3.2	周波数変化の抑制方法.....	14
3.3	シミュレーションによる検証.....	17
3.4	安定性の検証.....	20
3.5	まとめと今後の課題.....	24
第4章	スペクトラムとリップルの関係.....	25
4.1	スペクトラム拡散.....	25
4.2	スペクトラム拡散の方法.....	27
4.3	シミュレーションと実測による検証.....	29
4.4	まとめと今後の課題.....	37
	参考文献.....	38
	謝辞.....	39
	本研究に関する成果.....	40

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景と目的

電源にはコンセントや電池など様々なものが存在するが、それらの電源は直流や交流、高電圧や低電圧、安定や不安定など様々である。これらの電源を直接電子機器に用いることはできず、その電子機器が必要とする電圧に変換して安定供給しなければいけない。その役割を果たすのが電源回路である。電源回路には大きく分けるとスイッチング方式とシリーズ方式の2つの制御方式が存在する。電源回路は1つの電子機器の中に複数存在するが、省エネやバッテリーの持ちを良くしたいということから高効率であることが求められている。そのため、電源回路にはスイッチング方式がよく用いられる。

スイッチング方式はトランジスタをスイッチとして使用しているため、抵抗で熱として電力を消費させて目的の電圧を得るシリーズ方式と比較して高効率にすることができる。また、スイッチング方式ではインダクタやコンデンサなどの受動素子が使われるが、周波数を高くすることによって小型化することができる。しかし、シリーズ方式ではノイズがほとんど発生しないのに対して、スイッチング方式ではスイッチのオンオフの切り替え時に電磁妨害(Electro Magnetic Interference : EMI)が発生するという問題がある。EMIは周辺の電子機器に干渉し、誤動作や機器の損壊等の悪影響を及ぼす可能性がある。このためEMIの国際規格を作成するCISPRなどの様々な規格が存在している<sup>1)</sup>。デジタル家電や自動運転車などの普及によって通信機器が増えるのに従って、EMIへの規制が強くなるためEMIの対策方法に注目が集まっている。

EMI対策の1つにスペクトラム拡散が存在する。この方法を使うことで、通常はある周波数に集まっているエネルギーを他の周波数帯にも分担させることでエネルギーの総量は変化しないが、ある周波数でのEMIの値を減らすことができる。しかしこの方法では出力電圧のリップルが大きくなってしまいう問題があった。そこで本研究ではこの問題の原因を解明し、スペクトラム拡散させる量とリップルの関係をシミュレーションと実測によって求めた。

## 1.2 本論文の構成

まず第 2 章ではスイッチング電源の基本的な回路を例にとり、基本動作と制御方式について述べる。第 3 章では COT(Constant On Time)制御方式の特性改善方法について説明する。第 4 章では COT 制御方式でスペクトラム拡散させた時のスペクトラムの大きさと出力電圧リップルの関係について述べる。

## 第2章 スイッチング電源

### 2.1 概要

スイッチング電源(switched-mode power supply)は半導体トランジスタをスイッチ素子とし、その半導体スイッチのオンオフの時比率(デューティ)を制御することによって出力電圧を調整している。この方式では、半導体スイッチが飽和領域と線形領域で動作しているため、シリーズ電源に比べ、半導体素子における損失が少なく効率が高い。また、絶縁用トランス及び平滑用のインダクタ、コンデンサなどの部品は、周波数を上昇させることによって小型化できる。そのためスイッチング電源は小型・軽量・高効率な電源として、従来のシリーズ電源の代わりに、あらゆる電子機器に使用されている。図 2.1 にスイッチングレギュレータの基本構成を示す。直流入力電圧  $V_{in}$  が DC-DC コンバータに入力され、任意の直流出力電圧  $V_o$  に変換される。その出力電圧がエラーアンプに入力され基準電圧  $V_{ref}$  と比較されて、その誤差電圧を検出する。その誤差電圧と鋸歯状波(sawtooth)をコンパレータによって比較することでパルス幅変調回路(Pulse Width Modulation : PWM)のオンオフの時間比を変調させ、誤差電圧を抑えるように出力電圧を変調する。

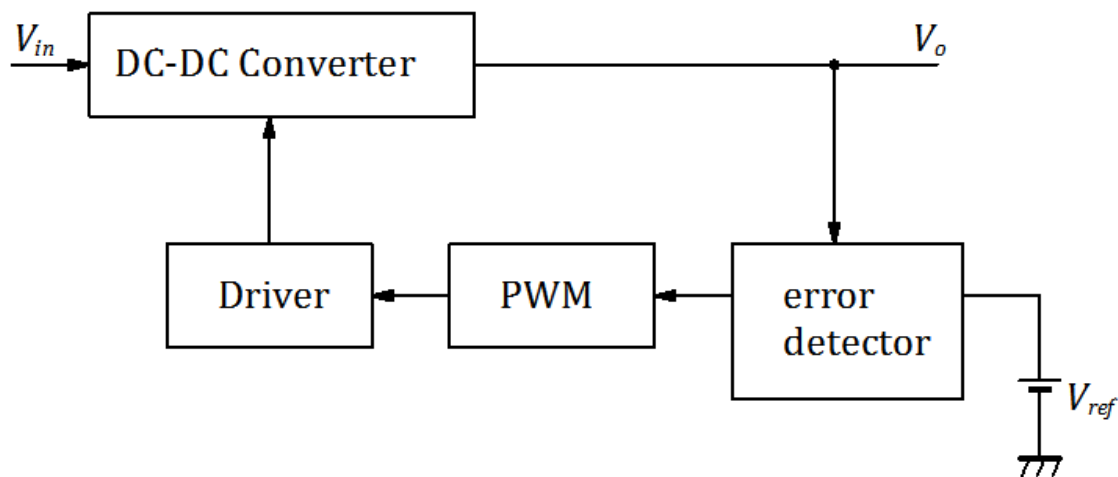


図 2.1 スイッチングレギュレータの基本構成

## 2.2 降圧形コンバータ

DC-DC コンバータのうちで最も基本的な回路は降圧形、昇圧形及び昇降圧形である。本節では、入力電圧より低い電圧を出力する降圧形コンバータを例に動作原理を説明する。また、DC-DC コンバータを制御する帰還回路には電圧モード制御、電流モード制御、リップル制御とあり、それぞれの動作原理を説明する。さらに、リップル制御の中にはコンスタントオンタイム(Constant On Time : COT)制御方式が存在し、これについても説明する。

以降の説明では簡単のためスイッチを理想スイッチとし、インダクタ、出力コンデンサ以外の寄生抵抗(Equivalent Series Resistance : ESR)を無視し、インダクタに流れる電流が連続であると仮定する。

### 2.2.1 電圧モード制御

図 2.2 に電圧モード制御降圧形コンバータの概略図を示し、図 2.3 に動作波形の一例を示す。まず、降圧形コンバータの基本動作を説明する。スイッチがオンしているときのインダクタ電流 $\Delta i_{Lon}$ は以下で表される。

$$\Delta i_{Lon} = \frac{V_{in} - V_o}{L} T_{on} \quad (2.1)$$

スイッチオフ時のインダクタ電流 $\Delta i_{Loff}$ は以下で表される。

$$\Delta i_{Loff} = -\frac{V_o}{L} T_{off} \quad (2.2)$$

一周期  $T$  でのインダクタ電流の変化量は等しいので  $\Delta i_{Lon}$  と  $\Delta i_{Loff}$  の和は 0 になるので降圧形コンバータの電圧変換率  $M$  は以下の式が成り立つ。

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T} = D \quad (2.3)$$

時比率  $D$  は 1 以下なため、このコンバータは直流電圧を降圧させることがわかる。

次に電圧モード制御による出力電圧の安定化法を説明する。図 2.4 に一巡伝達関数を表すブロック図を示した。 $G_c$  がエラーアンプ部、 $F_m$  が PWM 生成部、 $G_{dv}$  がパワーステージの伝達関数を表している。まず  $G_c$  の伝達関数は電圧モード制御の場合、一般的に図 2.5 の type3 という位相補償が用いられる。この伝達関数を以下に示す<sup>2)</sup>。

$$G_c(s) = \frac{1}{sR_1(C_1 + C_2)} \frac{sC_1R_2 + 1}{s \frac{C_1C_2R_2}{C_1 + C_2} + 1} \frac{sC_3(R_1 + R_2) + 1}{sC_3R_3 + 1} \quad (2.4)$$

$F_m$  の伝達関数は一定の sawtooth と誤差電圧を比較しているだけなので周波数特性を持っていない。図 2.6 より sawtooth の振幅を  $V_{ramp}$  とすると以下の式で表される。

$$F_m = \frac{\Delta D}{\Delta V_c} = \frac{1}{V_{ramp}} \quad (2.5)$$

$G_{dv}$  の伝達関数は状態平均化法を使って求めると以下の式で表される。

$$G_{dv}(s) = \frac{\Delta V_o}{\Delta D} = \frac{V_{in} \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}{1 + 2\delta \left(\frac{s}{\omega_n}\right) + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.6)$$

ただし、 $\omega_{esr}$ 、 $\delta$ 、 $\omega_n$  は以下で表される。

$$\omega_{esr} = \frac{1}{Cr_c} \quad (2.7)$$

$$\delta = \frac{r_L + r_c}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.8)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

PWM 回路で  $V_c$  が比較され  $D$  が決定されるのは 1 周期に 1 回のみであるため、 $D$  が決まった後に負荷電流  $I_o$  に変動が生じ  $D$  に変化を与えようとしても次の周期にしか反映されない。そのため最大で 1 周期のむだ時間が生じる。このむだ時間は以下の式で表される。

$$H_d(s) = e^{-sT} \quad (2.10)$$

むだ時間の利得は 0dB で一定で位相はスイッチング周波数  $f_{sw}$  で 360 度、 $f_{sw}/2$  で 180 度回転する。以上より一巡伝達関数は以下で表される。

$$G(s) = G_{dv}(s)F_mG_c(s)H_d(s) \quad (2.11)$$

(2.4)式第 1 項より電圧モード制御は DC での利得が無限大になるのに対して、(2.6)式より伝達関数が入力電圧によって変化することや位相補償の設計が複雑という欠点がある。

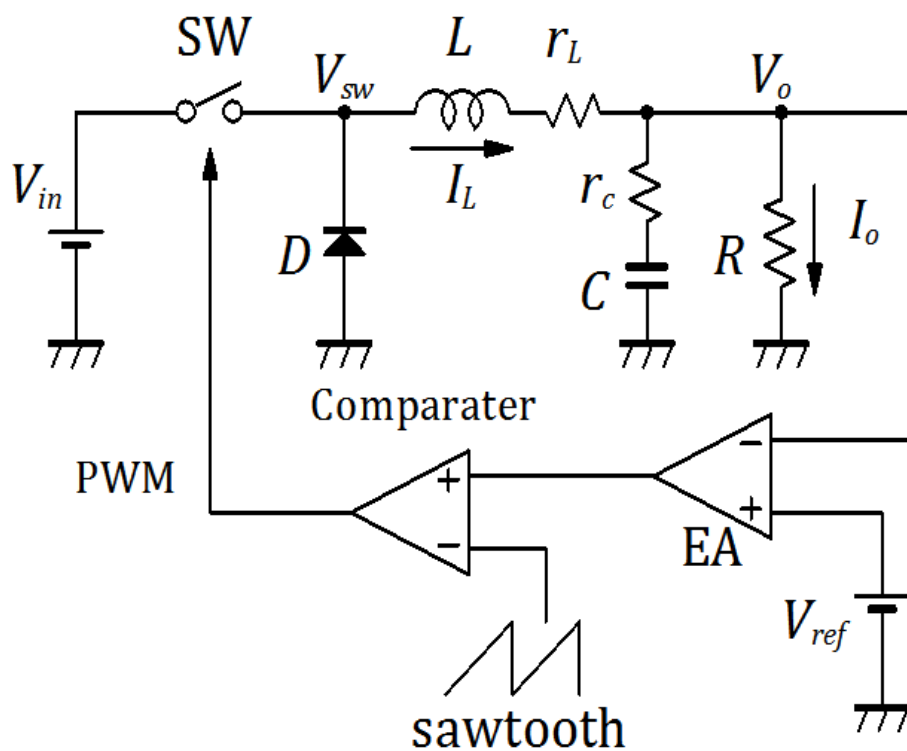


図 2.2 電圧モード降圧形コンバータ全体回路概略図

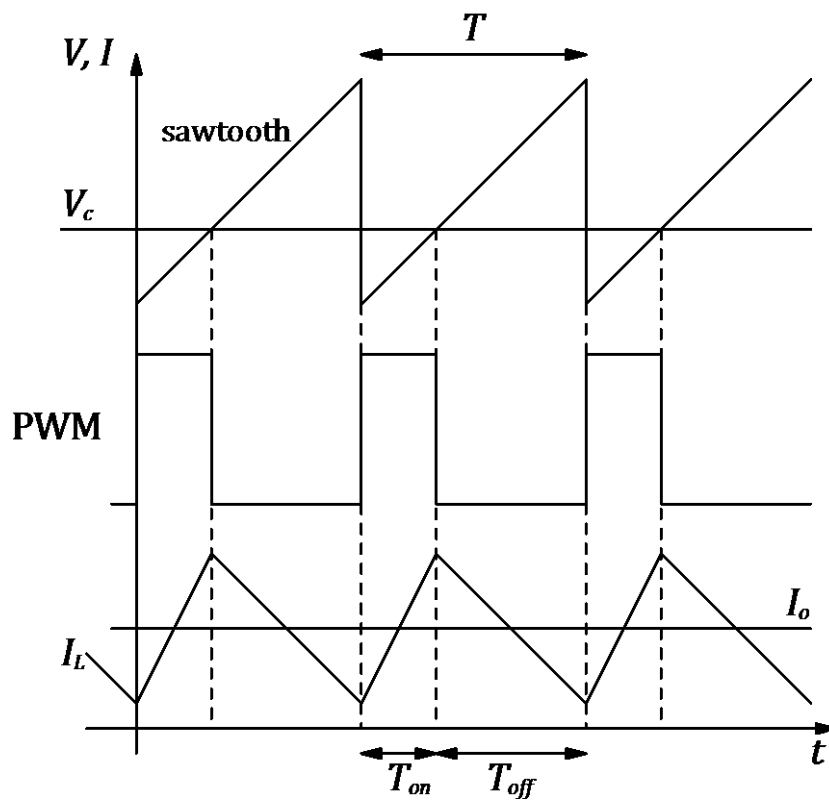


図 2.3 電圧モード降圧形コンバータの動作波形の一例



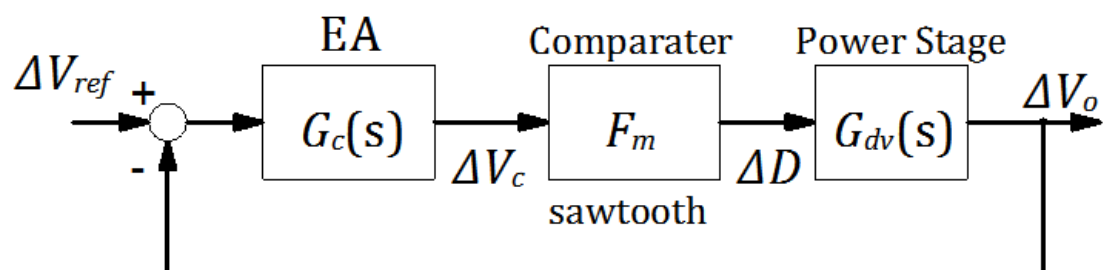


図 2.4 電圧モード制御の一巡伝達関数のブロック図

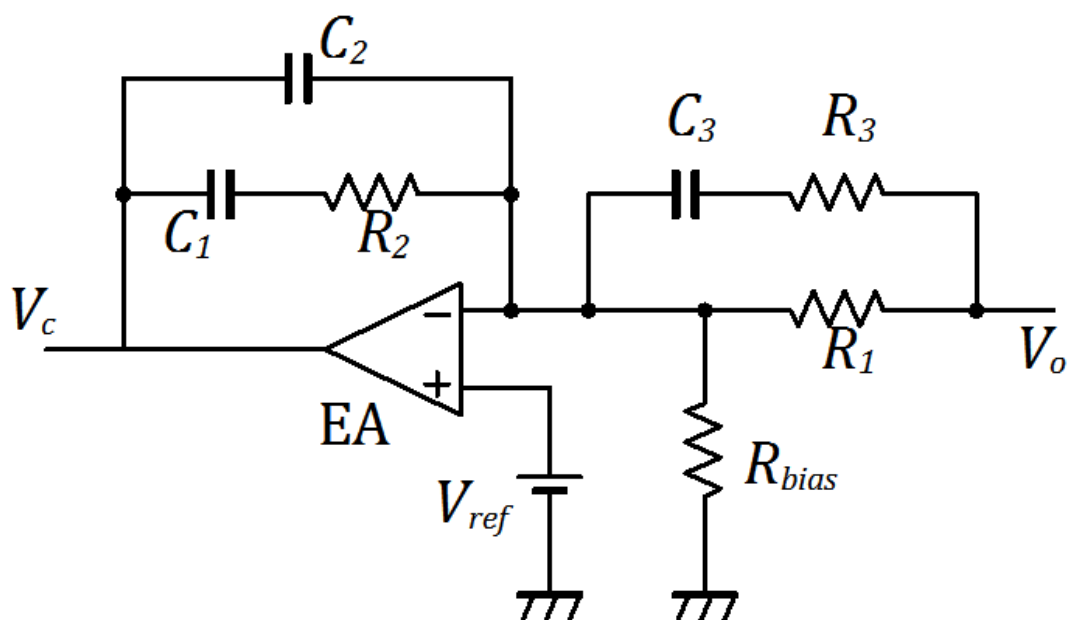


図 2.5 エラーアンプ部の type3 位相補償

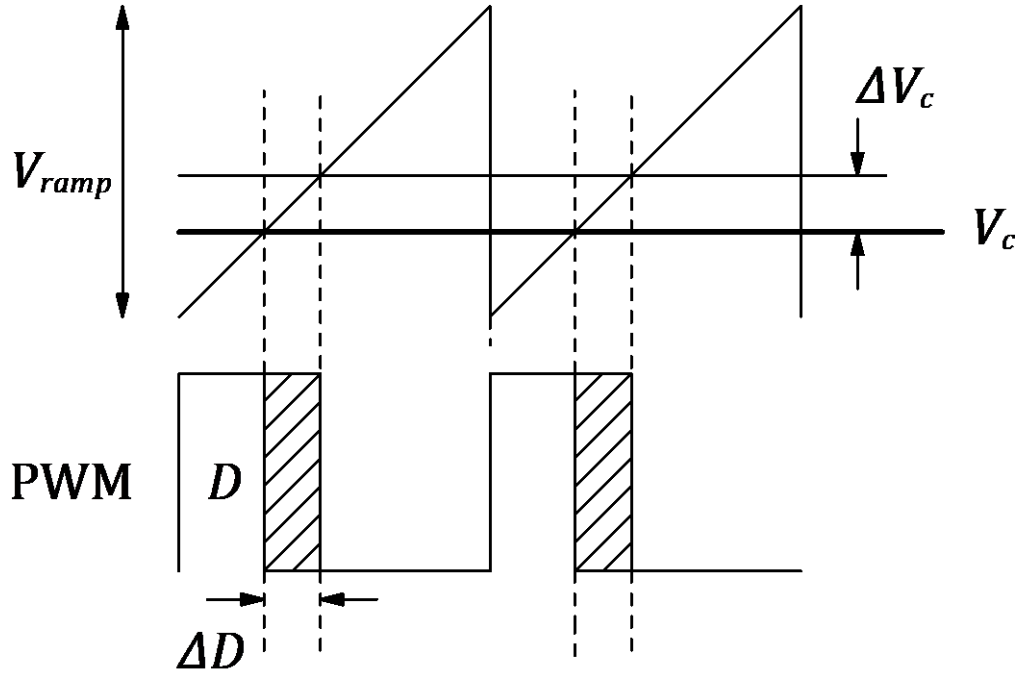


図 2.6 PWM の原理図

### 2.2.2 電流モード制御

図 2.7 に電流モード制御降圧形コンバータの概略図を示し、図 2.8 に動作波形の一例を示し、図 2.9 に一巡伝達関数のブロック図を示した。電圧モードとの違いは sawtooth を使う代わりにインダクタ電流と誤差電圧を比較して PWM を生成していることである。そのためブロック図には電流の成分が入っており、電流検出抵抗を  $k_{iv}$  とすると  $F_m$  は電圧モードのときと違い図 2.10 より以下の式で表される<sup>3)</sup>。

$$F_m = \frac{\Delta D}{k_{iv} \Delta I_{ripple}} = \frac{D}{k_{iv} \frac{V_{in} - V_o}{L} DT} = \frac{1}{S_n T} \quad (2.12)$$

また、一巡伝達関数は以下の式で表される。

$$G(s) = \frac{F_m}{1 + F_m G_{di}(s) k_{iv}} G_{dv}(s) G_c(s) H_d(s) \quad (2.13)$$

この制御方式ではインダクタ電流を使うことでパワーステージのポールが 1 次少なくなり位相補償の設計が簡単になるため安定性が増える反面、電流ループが存在することで設計が複雑になるという欠点がある。

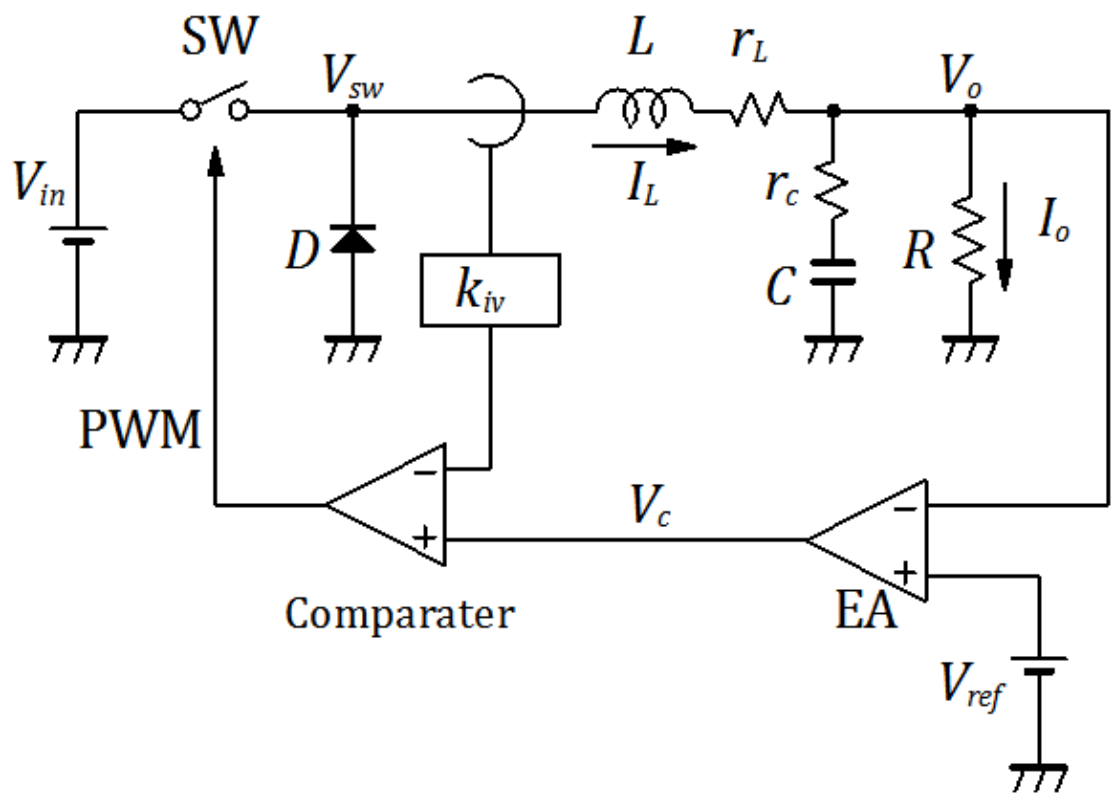


図 2.7 電流モード降圧形コンバータ全体回路概略図

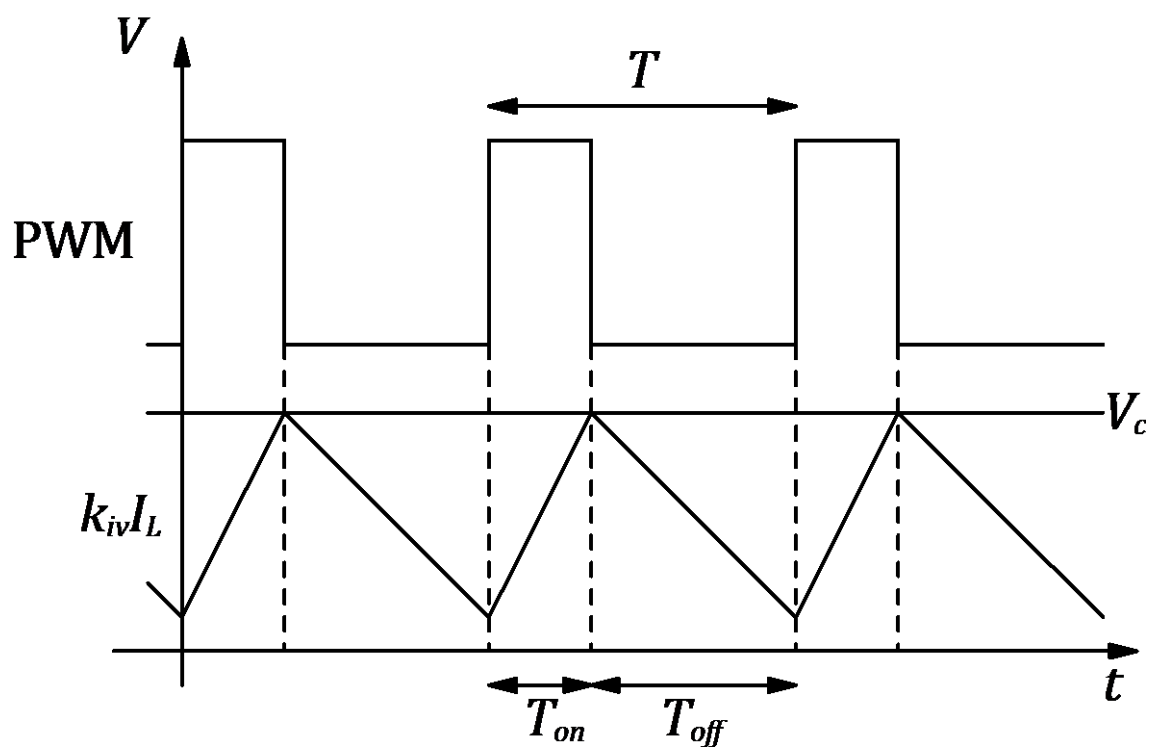


図 2.8 電流モード降圧形コンバータの動作波形の一例

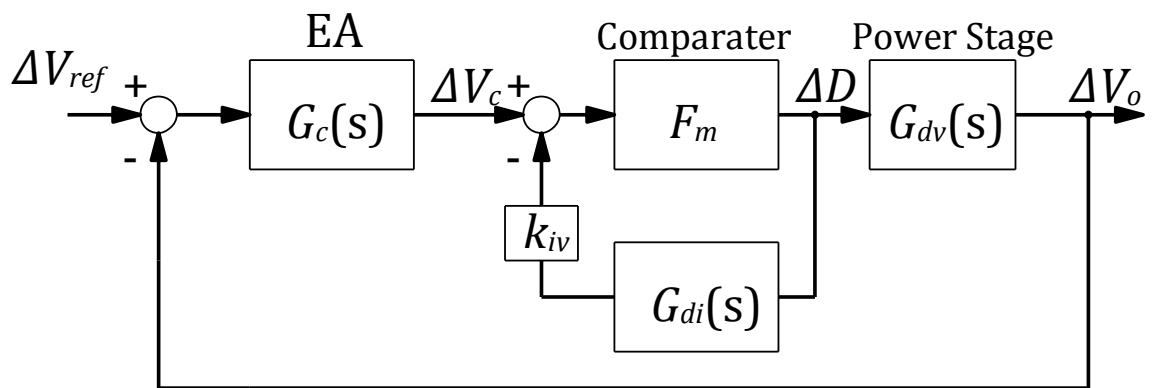


図 2.9 電流モード制御の一巡伝達関数のブロック図

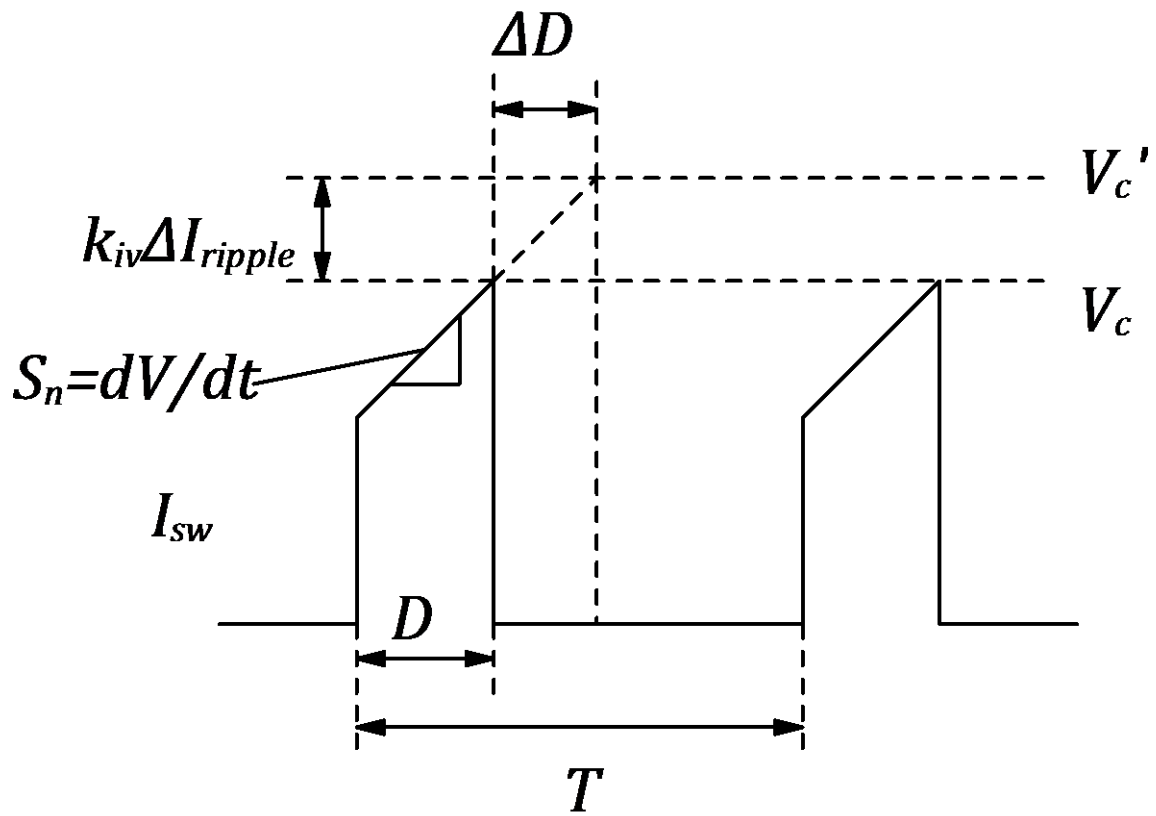


図 2.10 電流モードでの  $F_m$

### 2.2.3 コンスタントオンタイム(COT)制御

図 2.11 に COT 制御降圧形コンバータの概略図を示し、図 2.12 に動作波形の一例を示した。近年の主要な電子機器では低消費電力にするため CPU などでは待機状態から稼働状態に切り替えることを頻繁に行うため、高速な負荷応答特性が要求される<sup>5)</sup>。そのため、上記の 2 つの制御方式に比べてエラーアンプがないため高速な応答ができるヒステリシス制御方式が多用される。この制御方式はヒステリシスコンパレータによって出力電圧を制御しているが、この方式は様々なパラメータにより周波数が変化してしまう。出力電圧リップル  $\Delta V_o$  は(2.14)式で表され、この式を周期  $T$  で解くと(2.15)式になる。

$$\begin{aligned}\Delta V_o &= \frac{1}{C} \int (I_L - I_o) dt + r_c(I_L - I_o) \\ &= \frac{V_{in} - V_o}{LC} D \cdot \frac{1}{2} T^2 + \frac{V_{in} - V_o}{L} r_c D T\end{aligned}\quad (2.14)$$

$$T = -Cr_c D + \sqrt{(Cr_c D)^2 + \frac{2LC\Delta V_o}{(V_{in} - V_o)D}}\quad (2.15)$$

その対策として PWM のオン時間を固定にすることで周波数を一定にする COT 方式が開発された。動作原理は  $V_{FB}$  と  $V_{ref}$  をコンパレータで比較していて、 $V_{FB}$  が  $V_{ref}$  より小さくなると PWM がオンし、一定時間経過後にオフにする。その後また  $V_{FB}$  が  $V_{ref}$  を下回ると PWM がオンするという動作を繰り返している。そのため  $T_{on}$  の大きさは固定となる。また、 $R_f$ 、 $C_f$ 、 $C_b$  によるリップル注入回路が付加されている。これは COT 制御の性質上、 $V_{FB}$  にある程度のリップルが必要となるが、出力コンデンサにはセラミックを使っており、 $r_c$  が小さいのでリップル注入によって強制的にリップルを増やしている。

伝達関数において、 $G_{dv}(s)$  は電圧モードと同じである。 $H_{comp}(s)$  は以下の式で表される<sup>4)</sup>。

$$H_{comp}(s) = \frac{\Delta D}{\Delta V_o} = -\frac{s^2 C_f C_b R_1 R_f + s R_f (C_f + C_b) + 1}{s R_1 C_b V_{in}}\quad (2.16)$$

COT ではオン時間のみ固定なので、むだ時間は以下で表される。

$$H_d(s) = e^{-sT_{on}}\quad (2.17)$$

一巡伝達関数は以下で表される。

$$G(s) = G_{dv}(s) H_{comp}(s) H_d(s)\quad (2.18)$$

(2.18)式より COT 制御での一巡伝達関数は電圧モード制御と違い入力電圧に依存しないので、外部信号によって安定性の変化はない。一方で、エラーアンプがないため利得がリップル注入のみで決まり、DC ゲインが低いという特徴がある。しかし、エラーアンプがないので応答速度は非常に速くなり、マイクロプロセッサなどの高速応答が求められる状況では COT 制御でなければ対応できないことがある。なので、本論文では COT 制御における特性改善と EMI 低減について検討している。

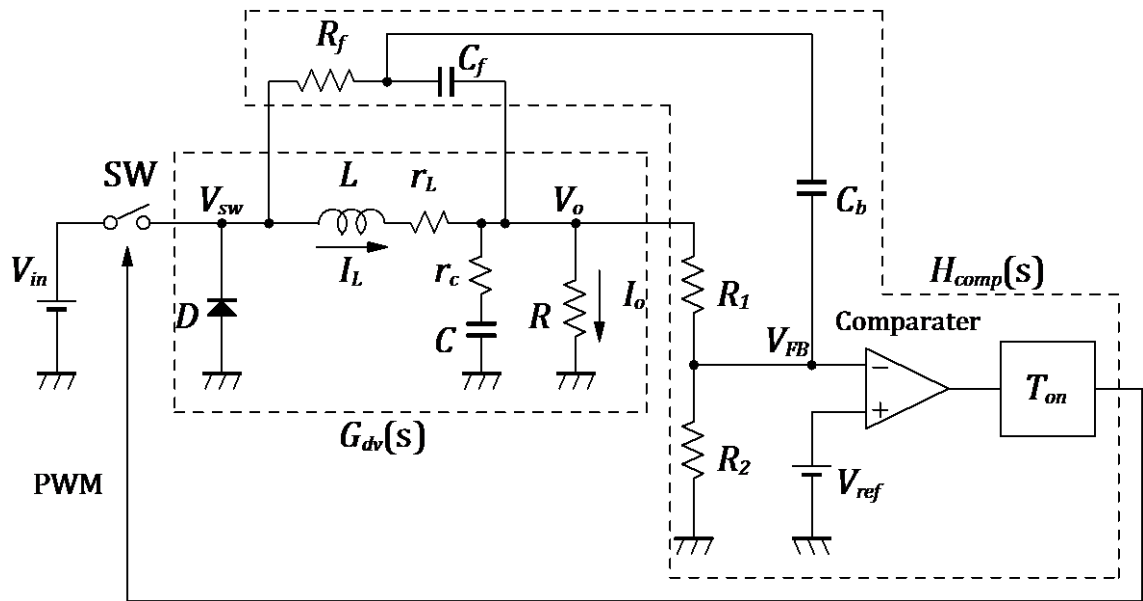


図 2.11 COT 制御降圧形コンバータ全体回路概略図

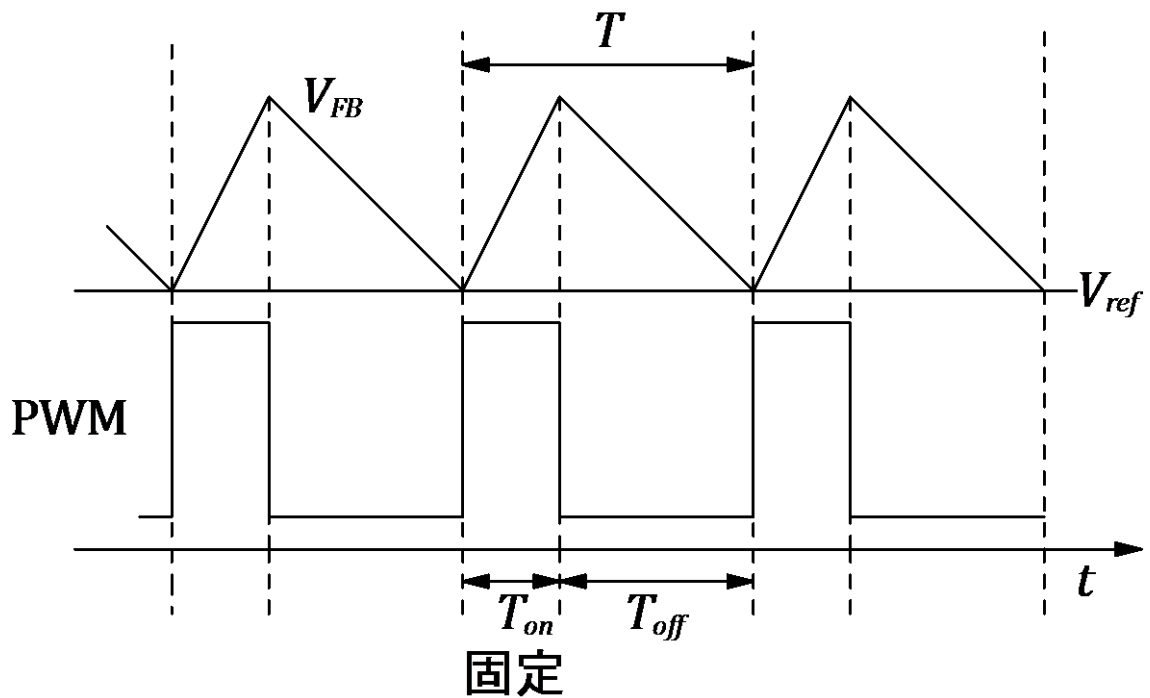


図 2.12 COT 降圧形コンバータの動作波形の一例

## 第 3 章 入出力電圧比に依らない COT 制御

### 3.1 入出力電圧比による周波数の変化の原因

COT 制御は 2 章で述べたように周波数を一定にするために開発された制御方式だが、オン時間を固定にすると入出力電圧比によって周波数が降圧形の場合は(2.3)式により変動してしまう。それを表す式を以下に表す。

$$T = \frac{T_{on}}{D} = \frac{V_{in}}{V_o} T_{on} \quad (3.1)$$

オン時間  $T_{on}$  が固定なので周期  $T$  は時比率  $D$  によって変化するのわかる。これでは入力電圧や出力電圧の変化によってスイッチング周波数が変化してしまうので、次節では周波数を変化させないために時比率によってオン時間を変化させる方法を説明する。

### 3.2 周波数変化の抑制方法

前節での問題を解決するための回路方式を図 3.1 に、動作波形の一例を図 3.2 に示す。動作原理は、オペアンプによってエミッタ側の電圧が決まるためコレクタ電流  $I_c$  は以下の式で表される。

$$I_c = \frac{R_{i2}}{R_e(R_{i1} + R_{i2})} V_{in} \quad (3.2)$$

スイッチがオフの間はコンデンサ  $C_c$  に電流が流れるため充電され電圧が上昇する。この時のコンデンサの電圧を以下に表す。

$$V_c(t) = \frac{1}{C_c} \int I_c dt = \frac{1}{C_c} I_c t \quad (3.3)$$

(3.3)式よりコンデンサの電圧は時間に比例して電圧が上昇することがわかる。また、傾きが入力電圧に比例しているため入力電圧が増加するとそれに従って傾きを大きくする。スイッチがオンするとグランドに電流が流れるため電圧が瞬時に 0 になる。この動作によってコンパレータの反転端子には sawtooth が生成される。

コンパレータの非反転端子側の電圧  $V_+$  は出力電圧を抵抗分割しているので以下の式で表される。

$$V_+ = \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} V_o \quad (3.4)$$

(3.3)、(3.4)式より  $V_p$  が立ち上がる時間はコンパレータの 2 つの入力電圧が一致するときなので以下の式で表される。

$$t_p = \frac{C_c R_e (R_{i1} + R_{i2})}{R_{i2}} \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.5)$$

(3.5)式より、 $V_p$  が Hi から Low に切り替わるタイミングは出力電圧に比例し、入力電圧に反比例する。すなわち入力電圧が増加した場合、通常であれば周期が大きくなってしまいが、図 3.1 の回路によって周期を一定に保つことができる。同様に出力電圧が変化しても周期は一定になる。

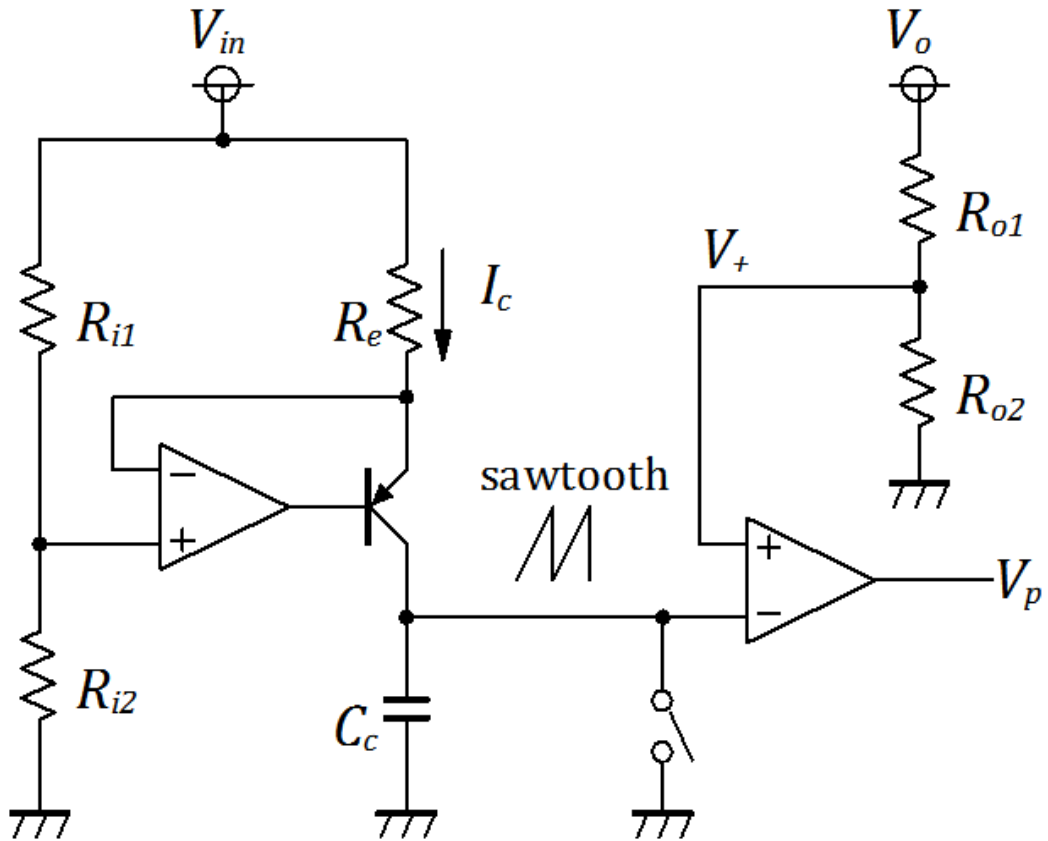


図 3.1 時比率による PWM 変調回路



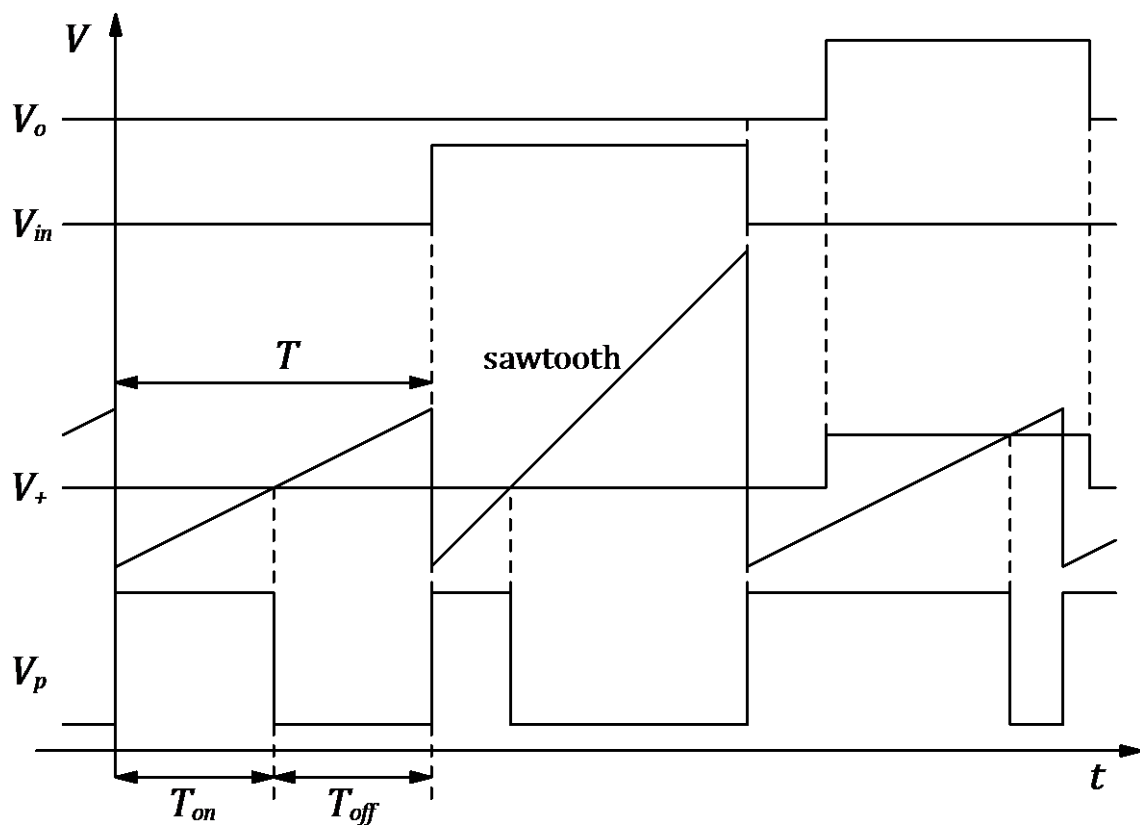


図 3.2 時比率変化時の PWM

### 3.3 シミュレーションによる検証

図 3.1 の回路を図 2.11 に組み込むことによって周波数が増えないということをシミュレーションによって検証した。シミュレーションには SIMPLIS を用いた。表 3.1 にシミュレーションパラメータを示す。記号は図 2.11 の回路に沿ったものを使用する。図 3.3 に入力電圧が 12V のときと 24V のときの  $V_{sw}$  の波形を示し、図 3.4 に出力電圧が 5V のときと 2.5V のときの  $V_{sw}$  の波形を示す。2 つの図より入力電圧を変化させても、出力電圧を変化させてもスイッチング周波数が増えないことがわかる。これらの結果をまとめたものを図 3.5 と図 3.6 に示す。

図 3.5 より入力電圧を変化させた時、従来方式では反比例の関係になっており、入力電圧を 10V から 26V まで変化させたときに周波数はおよそ 58%変動した。一方、提案方式では周波数の変化を 6%に抑制することができ、従来方式と比べ 88%抑制することができた。次に図 3.6 より、従来方式では(3.1)式の通り出力電圧と周波数は比例の関係になっており、出力電圧が 2V から 6V に変化した時周波数は 3 倍になった。一方、提案方式では周波数の変化を 2%に抑制することができ、従来方式と比べて変化量を 99%抑制することができた。

表 3.1 シミュレーション条件

入力電圧 $V_{in}$	10~26V
出力電圧 $V_o$	2~6V
インダクタ $L$	4.7uH
出力コンデンサ $C$	100uF
スイッチング周波数 $f_{sw}$	500kHz
負荷電流 $I_o$	1A

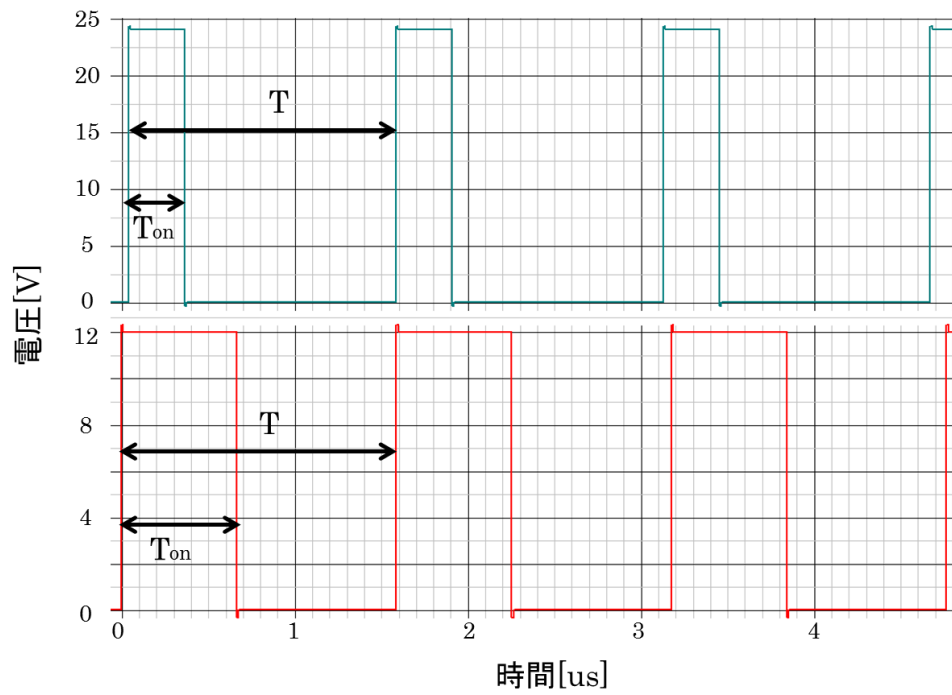


図 3.3 入力電圧変化時の  $V_{sw}$  の変化(上が  $V_{in}=24V$ 、下が  $V_{in}=12V$ )

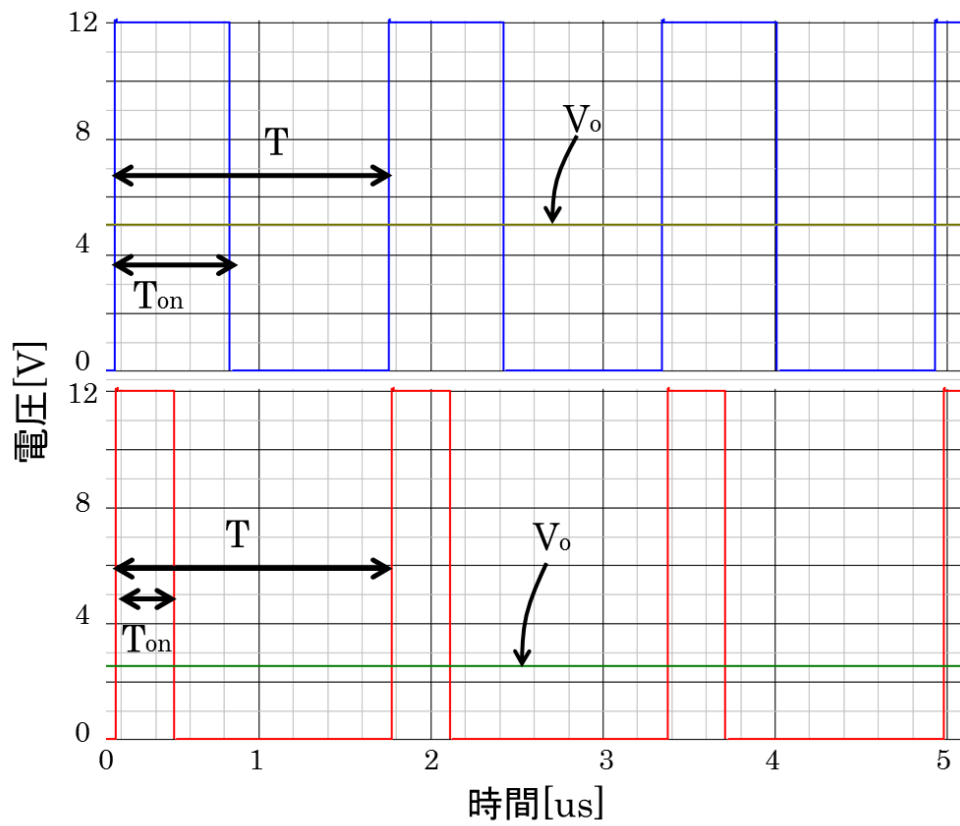


図 3.4 出力電圧変化時の  $V_{sw}$  の変化(上が  $V_o=5V$ 、下が  $V_o=2.5V$ )

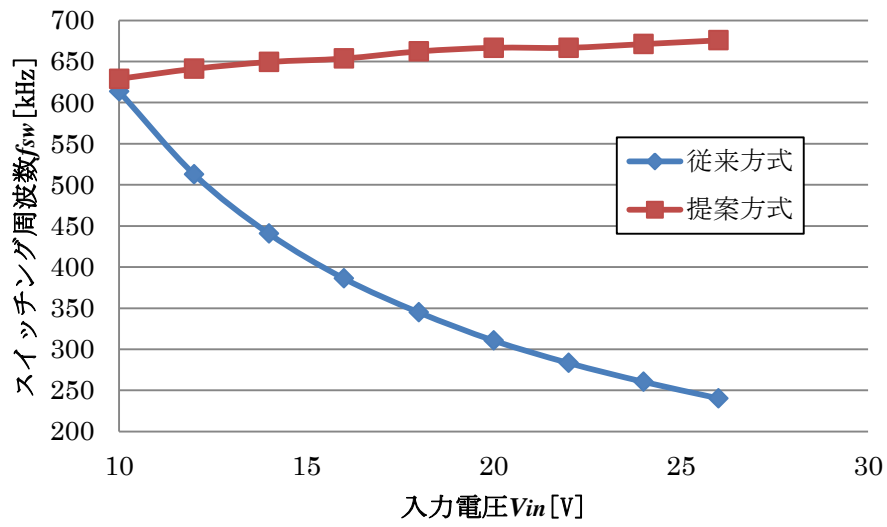


図 3.5 入力電圧変化での周波数変化

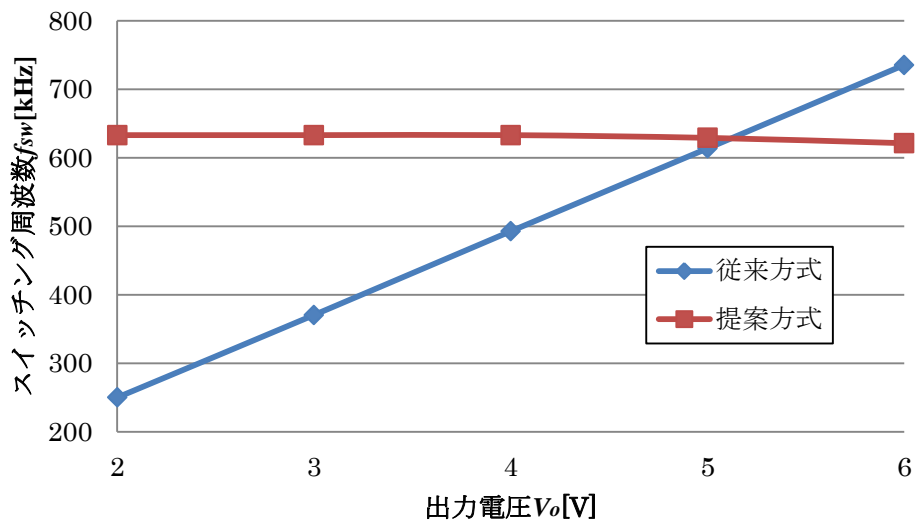


図 3.6 出力電圧変化での周波数変化

### 3.4 安定性の検証

前節で時比率が変化しても周波数に変化しない方法を提案したが、オン時間を変化させることによって周波数を一定にしているので、従来の回路方式では一定であった固定オン時間が入出力電圧比によって変化するのでむだ時間も変化する。本節ではむだ時間による安定性の変化を検証する。

まず(2.6)式で表されるパワーステージ  $G_{dv}$  の伝達関数を図 3.5 に示す。(2.9)式で表される LC 共振の周波数は約 7.3kHz でこの周波数にダブルポールがあるためゲインは 40dB/dec で下がっていき、位相は 180 度回る。

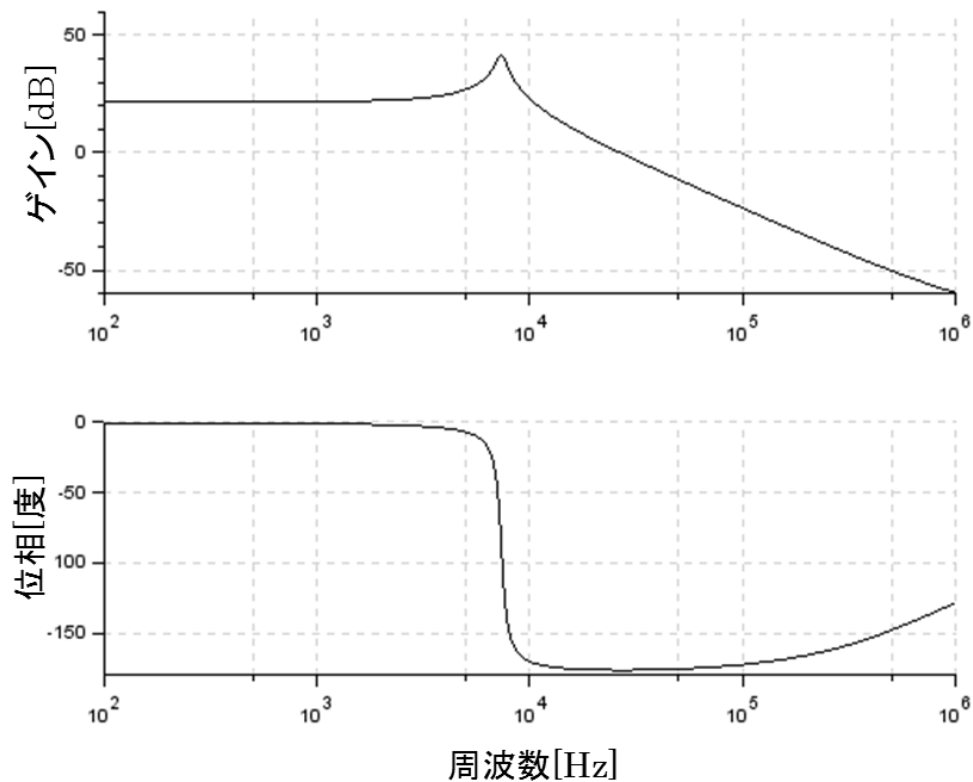


図 3.7  $G_{dv}$  の伝達関数

次に  $H_{comp}$  の伝達関数を図 3.8 に示し、リップル注入のパラメータを表 3.2 に示す。(2.16) 式より  $C_b \gg C_f$  とし、ロピタルの定理を適用すると DC ゲインは  $R_I$ 、 $R_f$  と  $V_{in}$  で決まるが、 $H_{comp}$  の  $V_{in}$  と  $G_{dv}$  にある  $V_{in}$  が打ち消し合うため、一巡伝達関数での DC ゲインは  $R_I$  と  $R_f$  のみで決定される。そのため、DC ゲインが 40dB 必要であれば  $R_I:R_f=1:100$  で設計しなければならない。また、 $H_{comp}$  の遮断周波数は分母が 1 次式で分子が 2 次式なので 1 ポール-2 ゼロである。ポールは 0Hz にあり、ゼロ点は解の公式を使うと以下の場所に存在する。

$$f_z = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4C_f R_1}{R_f C_b}}}{2\pi \cdot 2C_f R_1} \approx 0, \frac{1}{2\pi C_f R_1} \quad (3.6)$$

0Hz にあるポールとゼロは打ち消し合うので実質 0 ポール-1 ゼロの伝達関数となる。パワーステージの伝達関数が 2 ポールなので、一巡伝達関数は 2 ポール-1 ゼロとなり、むだ時間を考えなければ安定した制御だとわかる。そのためなるべく速い応答速度を出すためにゼロクロス周波数  $f_{bw}$  を大きくするような  $C_f$  と  $R_I$  の値を決めた。

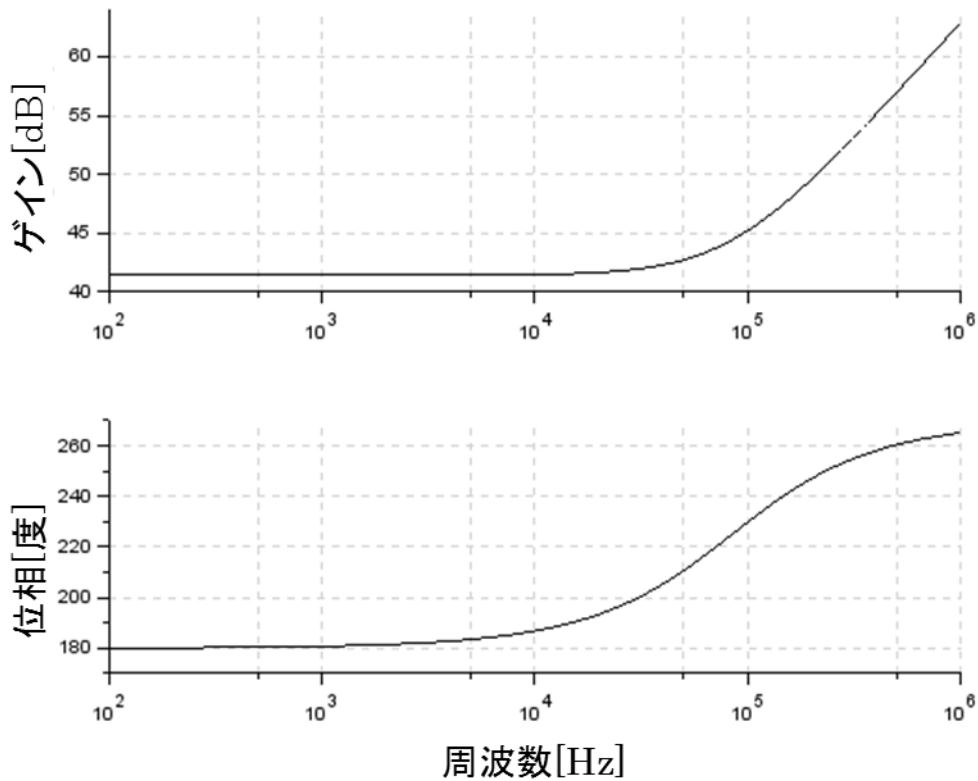
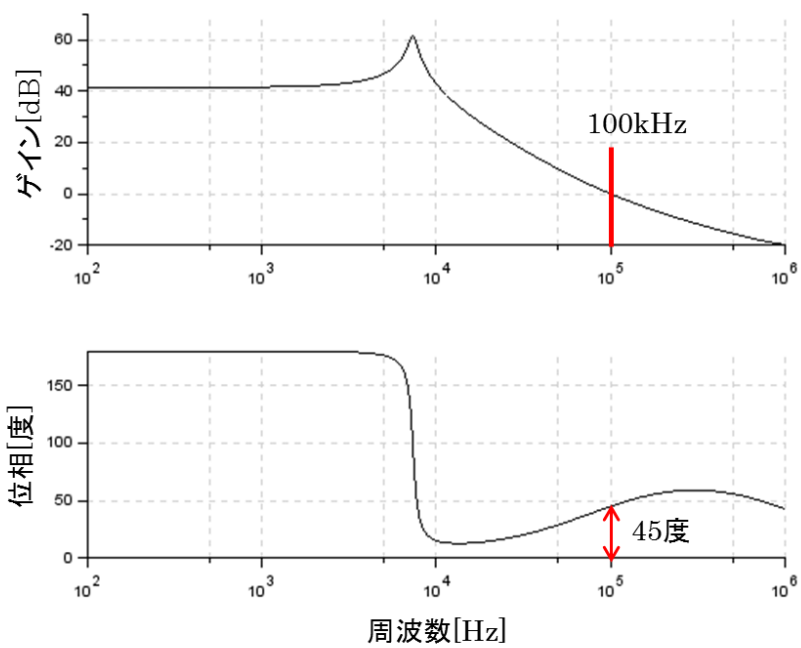


図 3.8  $H_{comp}$  の伝達関数

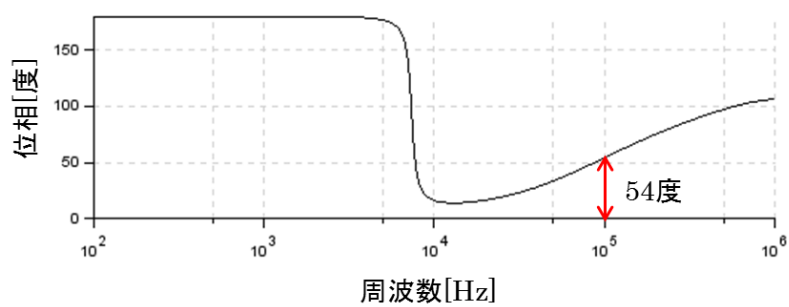
表 3.2 リップル注入のパラメータ

$R_f$	470k $\Omega$
$C_f$	270pF
$C_l$	470pF
$C_b$	1 $\mu$ F
$R_l$	4k $\Omega$

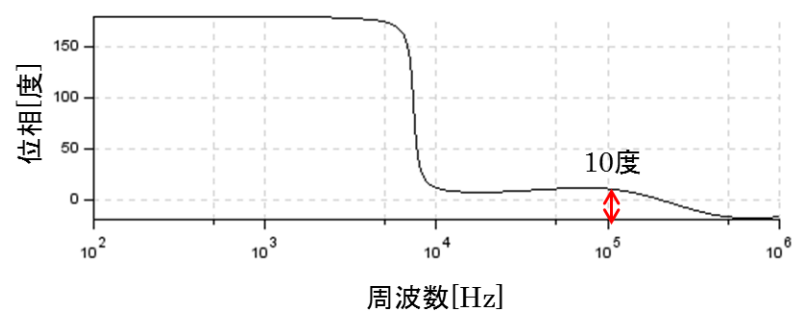
最後に一巡伝達関数を図 3.9(a)に示す。DC ゲインは  $H_{comp}$  で設計したとおり 40dB となり、ゼロクロス周波数を 100kHz に設定した。その時の位相余裕は 45 度あり、十分位相余裕を取れている。しかし、前節までで述べたように入出力電圧比によってオン時間を変化させているため、むだ時間も変化する。そこで、入出力電圧比の変化によってむだ時間がどのように変化するか検証する。また、むだ時間はゲインに影響を与えないため、(a)のゲインと(b)、(c)のゲインは等しい。まず出力電圧を 5V のままにし、入力電圧を 24V に変化させたときの位相を図 3.9(b)に示す。このときの時比率は 20%と、小さくなっているのでオン時間も小さくなる。そのためむだ時間による影響により、位相余裕は 54 度と大きくなる。一方、入力電圧を 12V のままにし、出力電圧を 10V に増やしたときの位相を図 3.9(c)に示す。この時の時比率は 83%と、大きくなっているのでオン時間も大きくなり、むだ時間の影響により位相余裕が 10 度となる。そのため、時比率が大きい設計をする場合はゼロクロス周波数を小さくするなど、むだ時間による影響を小さくなるような設計をする必要がある。



(a)  $V_{in}=12V$ 、 $V_o=5V$



(b)  $V_{in}=24V$ 、 $V_o=5V$



(c)  $V_{in}=12V$ 、 $V_o=10V$

図 3.9  $V_{in}$  or  $V_o$  を変化させた時の位相の変化



### 3.5 まとめと今後の課題

本省では、従来方式での COT 制御では入出力電圧比によって周波数が変化する問題を述べ、その改善方法の提案および安定性について検証した。その結果、入出力電圧比によって周波数はほとんど変化しないことが確認できた。また、通常使用での時比率であれば位相余裕を確保することができ、安定かつその他の特性には影響を与えないことがわかった。

今後の課題は、昇圧形や電流不連続モードでも同様の結果になるか、その他の特性が変化しないかを確認することである。

## 第4章 スペクトラムとリップルの関係

### 4.1 スペクトラム拡散

スペクトラム拡散とは一定の周波数だとその周波数にエネルギーが集まってしまい、EMIの問題が生じるため、ある周波数に集まっているエネルギーを別の周波数にも分散させることでEMIによる影響を減らすための手法である。スペクトラム拡散の説明のために、周波数が500kHzで時比率50%の矩形波のスペクトラムを図4.1に示し、その矩形波を450~550kHz( $\Delta f=100\text{kHz}$ )の範囲で周波数変動させたスペクトラムを図4.2に示す。図4.1では周波数が一定の状態でのスペクトラムを見ているので500kHzの奇数倍にスペクトラムが集中しているのがわかる。一方でスペクトラム拡散をした図4.2ではピークの値が3dB程度減少し、450~550kHzにもスペクトラムが存在している。

スペクトラム拡散はCOT制御のオン時間を変化させることで周波数が変化しスペクトラムを減らしているが、オン時間が長くなるときと短くなる時の差の分だけ出力電圧リップルが大きくなってしまうという問題がある。なので次節以降ではスペクトラム拡散とリップルの関係をシミュレーションと実装によって考察する。

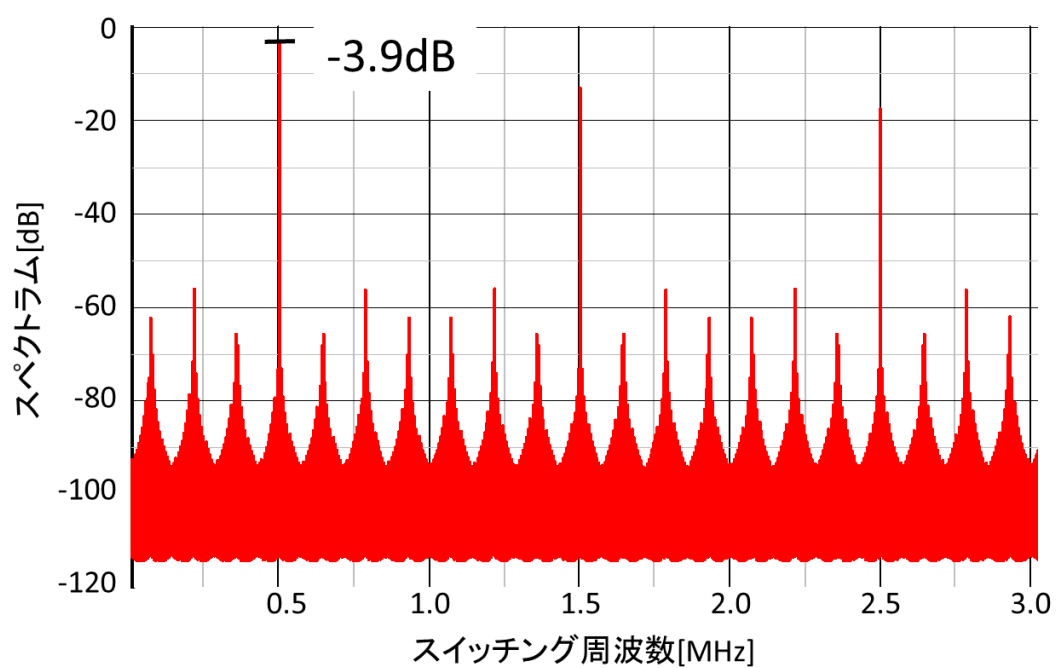


図 4.1 スペクトラム拡散前のスペクトラム

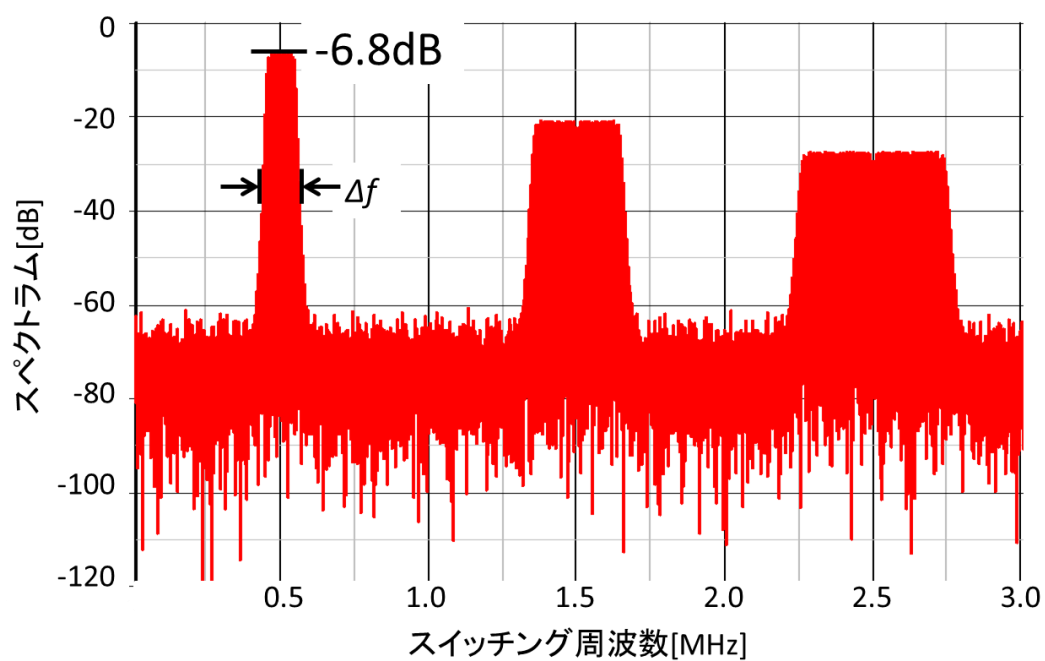


図 4.2 スペクトラム拡散後のスペクトラム

## 4.2 スペクトラム拡散の方法

スペクトラム拡散するためにはスイッチング周波数を変動させなければならない。そのために固定オン時間を変化させることで周波数を変動させ、スペクトラム拡散を実現している。固定オン時間を制御している回路の一部を図 4.3 に、波形の概要を図 4.4 に示す。通常の COT はコンパレータの+側に直流電圧を印加して固定オン時間を決めているが、スペクトラム拡散をするために、その直流電圧に三角波を重畳している。それによって図 4.4 のように PWM のオン幅を変化させることでオフ幅も変化し、時比率は一定のまま周波数が変化する。実際のパラメータを考える。三角波の周波数によってスペクトラムの密度が決まるが、スイッチング周波数と同程度の場合、固定オン時間が毎周期大きく変化してしまい、スペクトラムの拡散に偏りが出てしまう。なので固定オン時間を徐々に変化させ、スペクトラム拡散を均一にするために三角波の周波数はスイッチング周波数の 100 分の 1 程度とした。また、三角波の振幅によってスペクトラム拡散幅  $\Delta f$  を決めることができ、sawtooth の傾きを  $a$ 、三角波の振幅を  $b$  とするとその関係式は以下で表される。

$$\Delta f = \frac{4abD}{4V_{bias}^2 - b^2} \quad (D: \text{時比率}) \quad (4.1)$$

$4V_{bias}^2 \gg b^2$  であれば  $\Delta f$  は三角波の振幅に比例することがわかる。

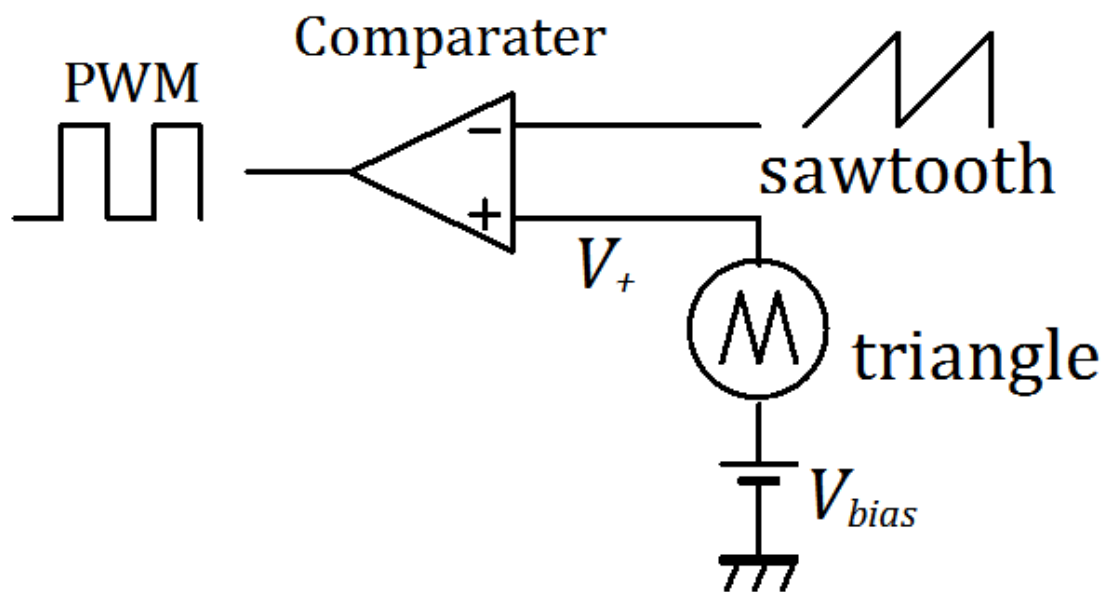


図 4.3 周波数変動のための回路

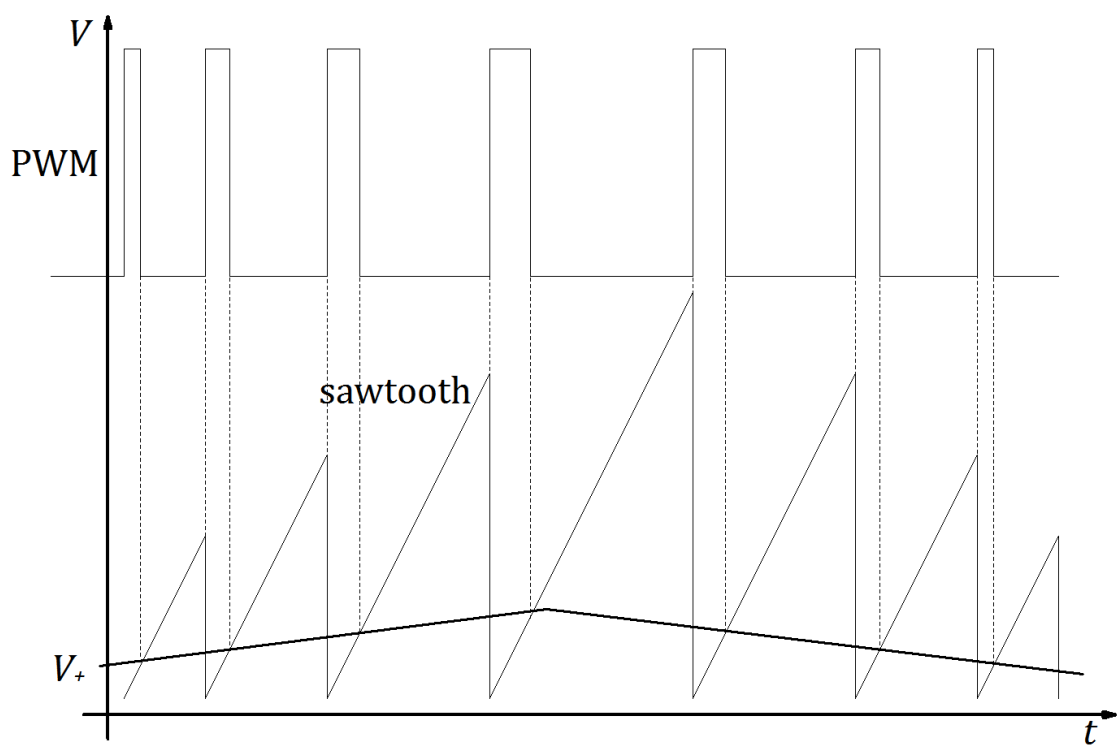


図 4.4 周波数変動のための原理波形

### 4.3 シミュレーションと実測による検証

提案方式の動作を確認するため、シミュレーションと実測の比較をした。シミュレーションの回路図は図 2.11 と同じである。実測は Texas Instruments 社の LM5017 の評価ボードを用いた<sup>6)</sup>。その回路図を図 4.5 に示す。この評価ボードは RON 端子に印加されている電圧  $V_{bias}$  を調整することによってオン時間  $T_{on}$  を変化させることができる。周波数  $f$  や時比率  $D$  との関係は次式で示される。

$$T_{on} = \frac{D}{f} = \frac{10^{-10} \times r}{V_{bias} + V_{sp}} \quad (4.2)$$

ここでは周波数を 500kHz にするために  $V_{bias}=1.25\text{V}$ 、 $r=10\text{k}\Omega$  に設定しており、スペクトラム拡散させるための  $V_{sp}$  には三角波を用いた。

また、表 4.1 にシミュレーション及び実測での条件を示す。まずはスペクトラム拡散していない時のスペクトラムを比較した。シミュレーションでのスペクトラムを図 4.6 に、実測でのスペクトラムを図 4.7 に示す。同様にシミュレーションでの出力電圧と  $V_{sw}$  の波形を図 4.8 に、実測での波形を図 4.9 に示す。スペクトラム拡散していない時のスペクトラムのピークの値は次式で表される。

$$E_{sp} = 20 \log_{10} \frac{2V_{in}T_{on}}{T} = 26\text{dB} \quad (4.3)$$

シミュレーションと実測の波形はスペクトラム及び基本波形ともに同様であった。スペクトラムが計算結果と多少ズレが生じたのはシミュレーションの場合はサンプリング間隔が無限に小さいわけではないためで、実測の場合は  $V_{sw}$  の波形が 500kHz から多少ゆらぎがあり、スペクトラム拡散に似たようなことからだと考えられる。

表 4.1 シミュレーション、実測条件

入力電圧 $V_{in}$	24V
出力電圧 $V_o$	10V
インダクタ $L$	220uH
出力コンデンサ $C$	22uF
スイッチング周波数 $f_{sw}$	500kHz
負荷電流 $I_o$	1A

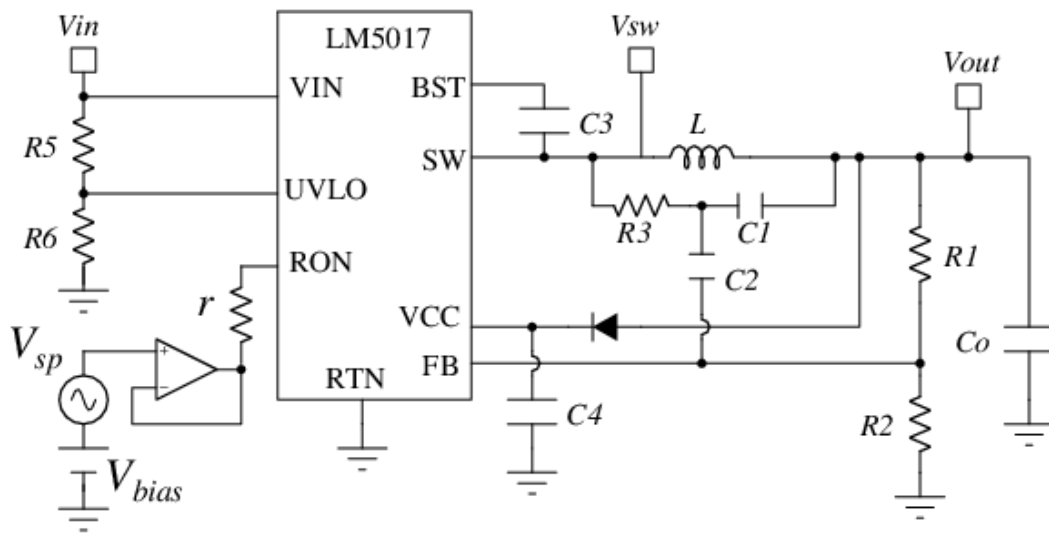


図 4.5 評価ボードの概要図

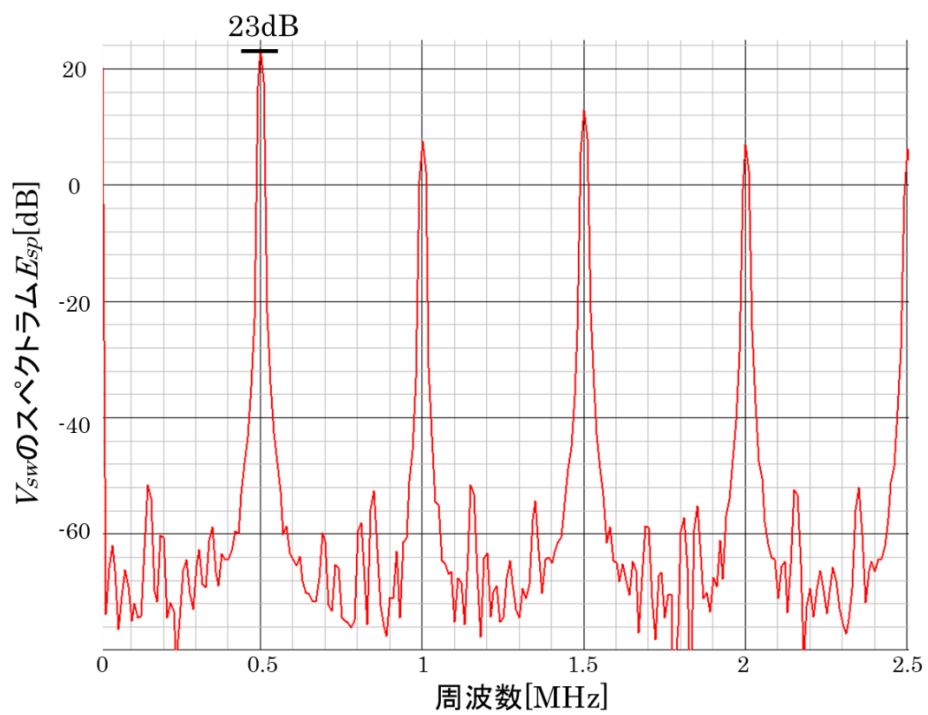
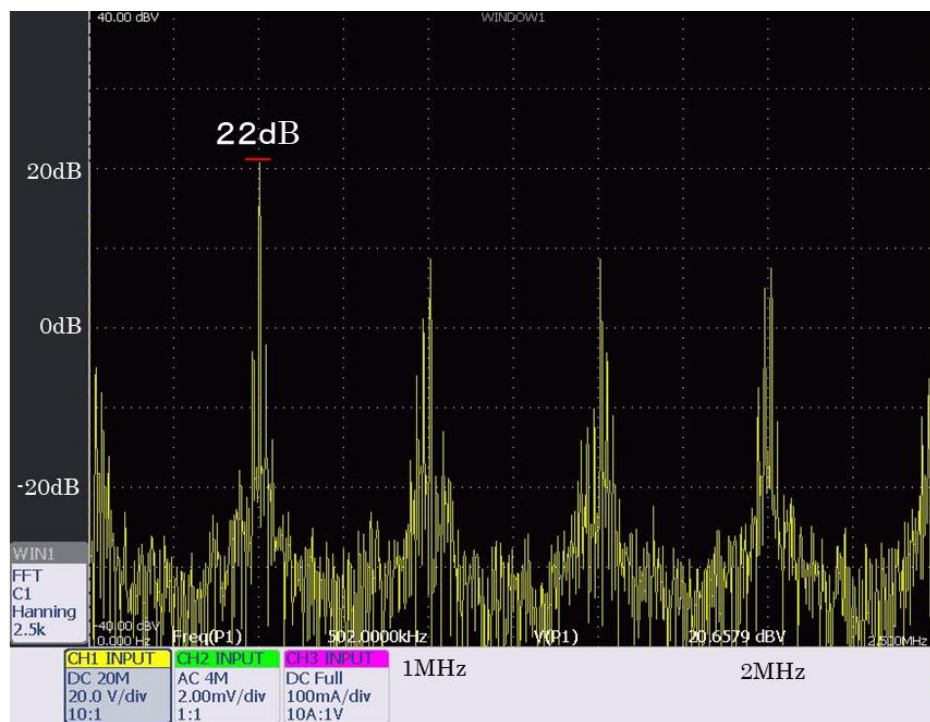
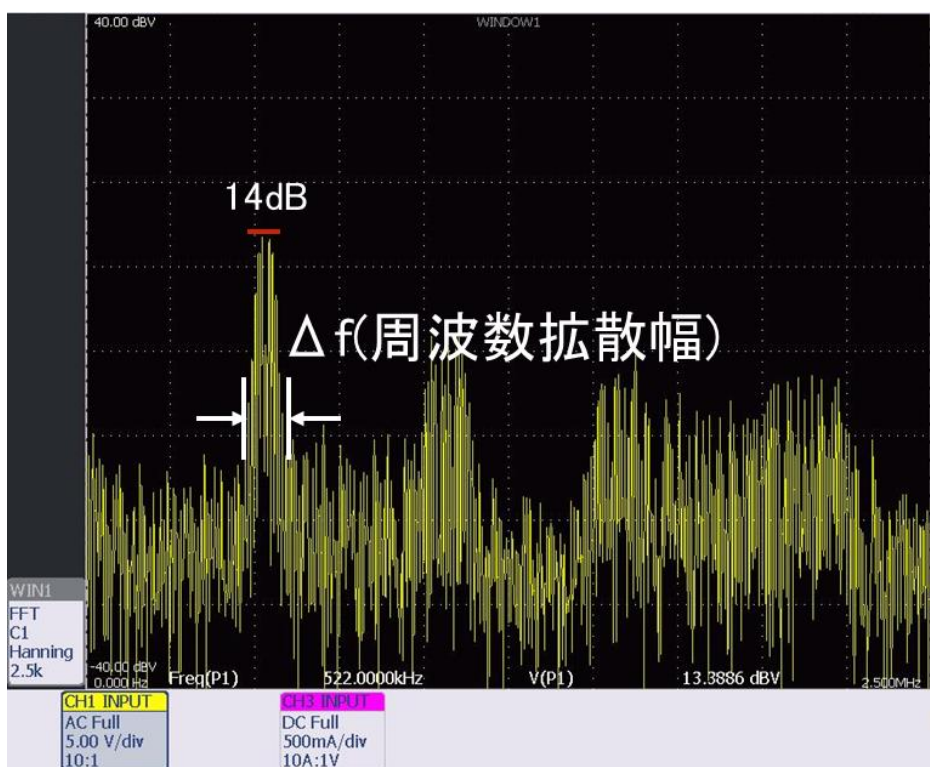


図 4.6 シミュレーションでの  $V_{sw}$  のスペクトラム



(a) 拡散前



(b) 拡散後

図 4.7  $V_{sw}$  のスペクトラム



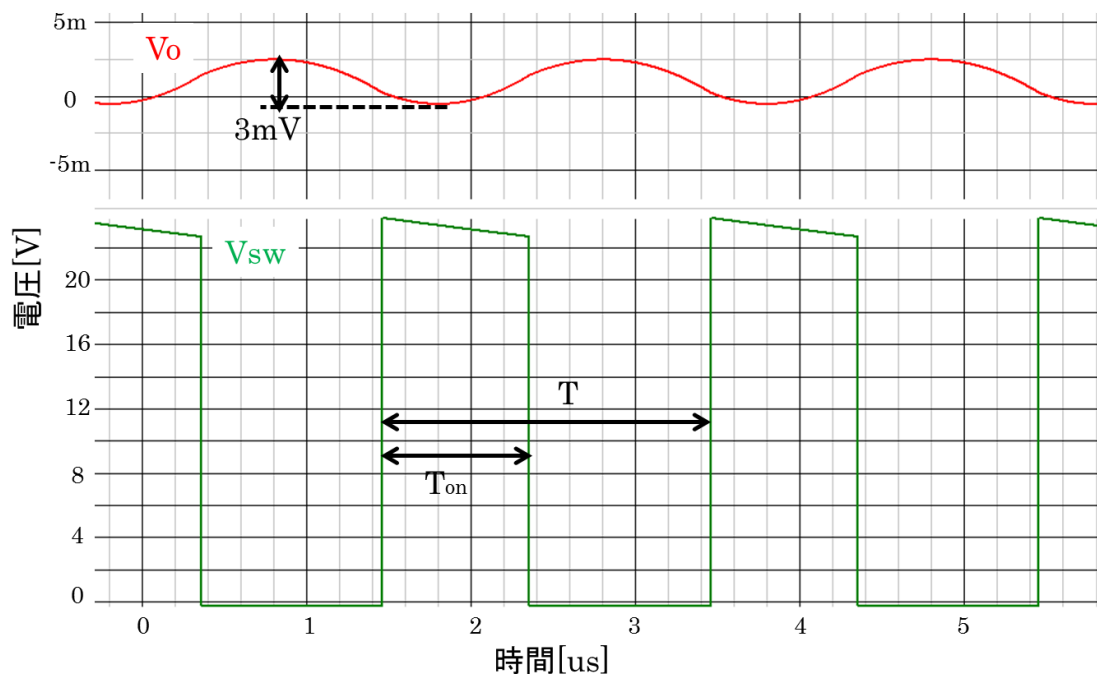


図 4.8 シミュレーションでの基本波形



図 4.9 実測での基本波形

次にスペクトラム拡散をした時の図 4.2 での周波数拡散幅  $\Delta f$  と  $V_{sw}$  のスペクトラム  $E_{sp}$  の関係をまとめた。実機での測定方法は、 $V_{sp}$  の三角波の振幅を変えることによって拡散幅  $\Delta f$  を変えており、三角波の周波数はスイッチング周波数の 100 分の 1 程度とした。

図 4.10 に周波数拡散幅とスペクトラムの関係を示し、このグラフの傾きを  $a$ 、横軸切片を  $b$  とすると実験式は以下の式になる。

$$E_{sp} = a \cdot \log_{10} \frac{\Delta f}{b} \quad (4.4)$$

同様に図 4.11 に周波数拡散幅とリップルの関係を示し、このグラフの傾きを  $c$ 、縦軸切片を  $d$  とすると実験式は以下の式になる。

$$V_m = c \cdot \Delta f + d \quad (4.5)$$

(4.4)式が対数の関係で表されるのは、図 4.12 のようにスペクトラム拡散によってピークの値は減るが、エネルギーの総量は変わらないので(4.6)式のようにスペクトラムのピークと拡散幅の積は一定になり、式を変形し単位を V から dB に変換すると(4.7)式のようになるからだと考えられる。

$$E_{sp}[V] \cdot \Delta f = E'_{sp}[V] \cdot \Delta f' = k \text{ (const)} \quad (4.6)$$

$$E_{sp}[\text{dB}] = -k' \cdot \log_{10} \Delta f \quad (4.7)$$

ここで(4.4)、(4.5)式でのシミュレーションでのパラメータは  $a=-9\text{dB/dec}$ 、 $b=2\text{MHz}$ 、 $c=0.36\text{mV/kHz}$ 、 $d=0.7\text{mV}$  であり、実測でのパラメータは  $a=-8\text{dB/dec}$ 、 $b=6\text{MHz}$ 、 $c=0.3\text{mV/kHz}$ 、 $d=10\text{mV}$  であった。(4.4)式の傾きは負なのに対し、(4.5)式は正なので、スペクトラムとリップルはトレードオフの関係にあることがわかる。また、(4.4)式は対数で(4.5)式は線形なのでスペクトラム拡散量を大きくするほどスペクトラムはあまり変わらず、リップルは増えていく関係なのでどの程度スペクトラム拡散させるのが最も効果的かを考察する。(4.4)、(4.5)式から  $\Delta f$  を消去すると以下の式になる。

$$E_{sp} = a \cdot \log_{10} \frac{V_m - d}{bc} \quad (4.8)$$

図 4.15 に(4.8)式をグラフとしてまとめた。この式を 2 階微分することにより、変曲点を求めることでトレードオフの最適値の目安となる値を導出する。(4.8)式を 2 階微分すると以下の式になる。

$$\frac{d^2 E_{sp}}{dV_m^2} = \frac{a}{\ln 10} \cdot \frac{1}{(V_m - d)^2} \quad (4.9)$$

この式の変曲点は存在しないので、十分小さくなる時の値を変曲点とすると(4.9)式が 0.1% 未満になる  $V_m=60\text{mV}$  前後が最適値だと考えられる。

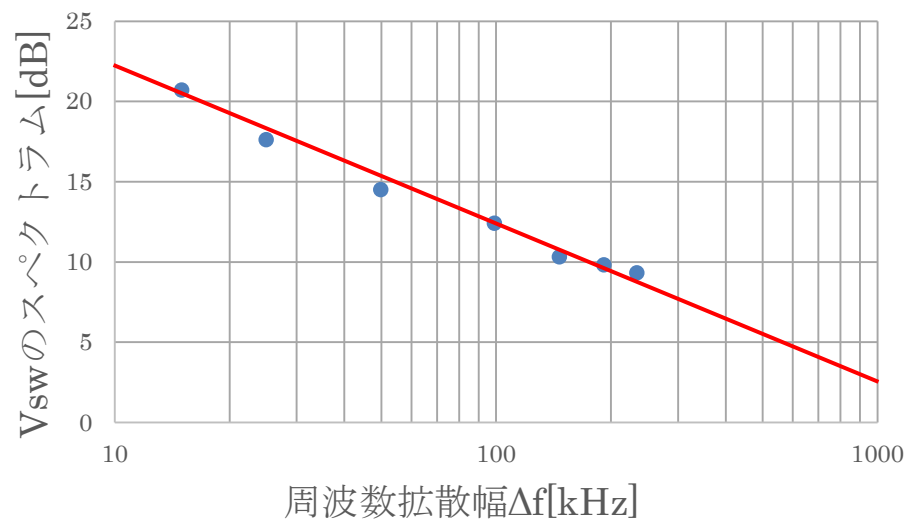


図 4.10 シミュレーションでの  $\Delta f$  vs  $E_{sp}$

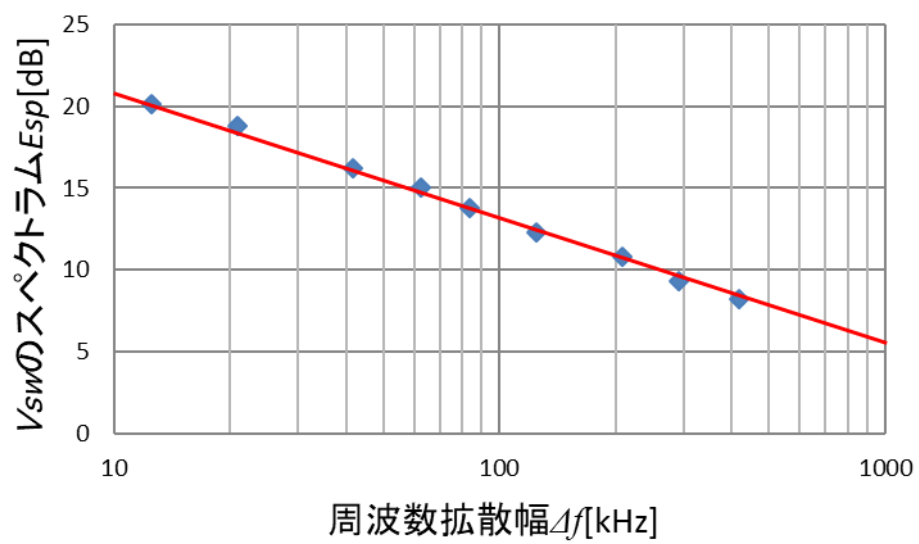


図 4.11 実測での  $\Delta f$  vs  $E_{sp}$

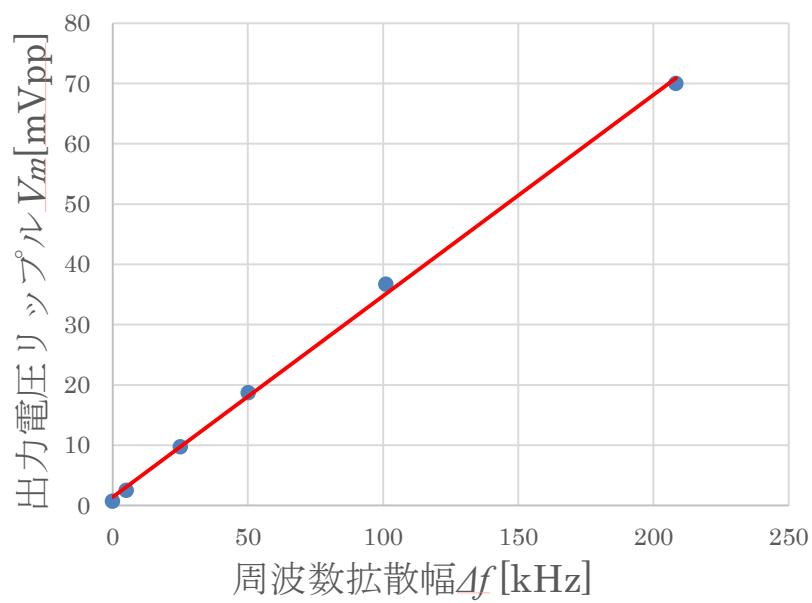


図 4.12 シミュレーションでの  $\Delta f$  vs  $V_m$

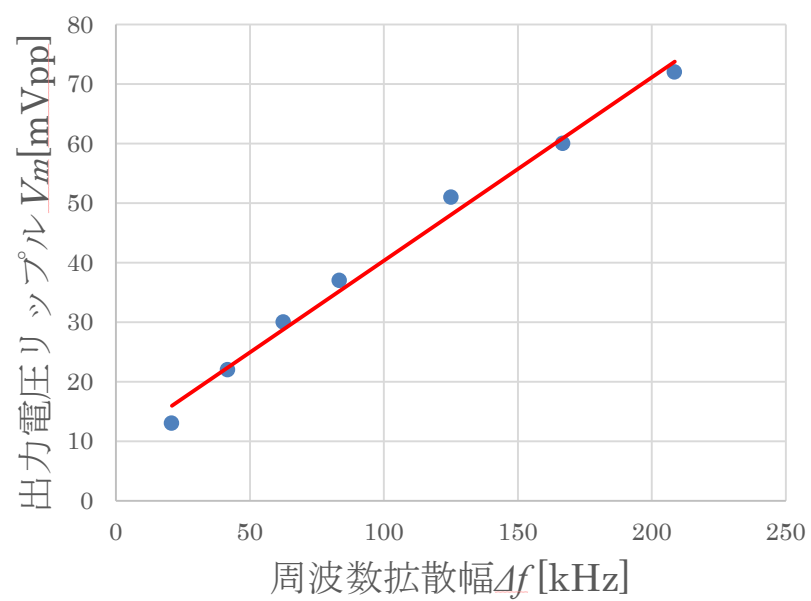
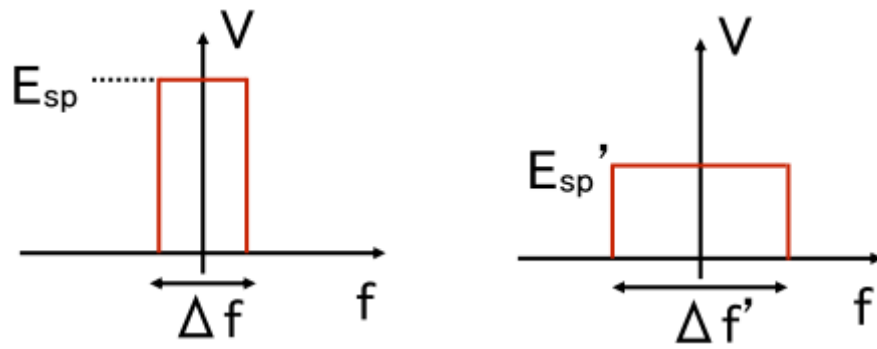


図 4.13 実測での  $\Delta f$  vs  $V_m$



(a) 拡散前のスペクトラム

(b) 拡散後のスペクトラム

図 4.14 拡散前後でのスペクトラム変化の概要図

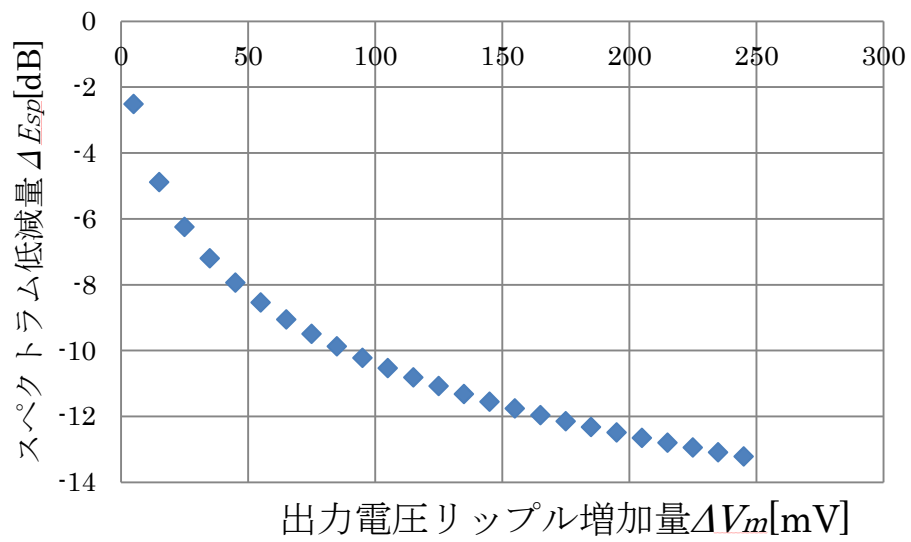


図 4.15 スペクトラム低減量とリップル増加量のトレードオフ

## 4.4 まとめと今後の課題

本章では COT 制御回路でスペクトラム拡散をした際の、スペクトラムとリップルの関係を調査し、シミュレーションと実装によって確認した。スペクトラム拡散量とスペクトラムは対数の関係になっており、スペクトラム拡散量とリップルは比例の関係になっていることが分かった。また、スペクトラムとリップルのトレードオフも求めた。

今後の課題は、扱うシステムによって(4.8)式のパラメータは変化するのでどのようなシステムでも適用できるようなパラメータの求め方を検討する。

## 参考文献

- [1] 「国内答申された CISPR 規格」,  
<<http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/inter/cispr/cisprkikaku.htm>>, 参照 2018 年 1 月 20 日
- [2] 原田耕介, “スイッチングコンバータの基礎”, コロナ社, 2004 年 11 月
- [3] 安倍征哉, 財津俊行 “スイッチング電源制御設計の基礎”, 日経 BP 社, 2015 年 3 月 9 日
- [4] Toshiyuki Zaito, 2013 年 1 月, 「D-CAP2 周波数応答モデルリップル注入を使用したボトム検出による固定オン時間の周波数ドメイン分析に基づく」,  
<<http://www.tij.co.jp/jp/lit/an/jaja465/jaja465.pdf>>, 参照 2018 年 1 月 20 日
- [5] 山下勝己, 2012 年 1 月 26 日, 「ヒステリシス制御方式」,  
<<http://ednJapan.com/edn/articles/1003/03/news136.html>>, 参照 2018 年 1 月 20 日
- [6] Texas Instruments, 2013 年 4 月, 「AN-2200 LM5017 Evaluation Board」,  
<<http://www.ti.com/lit/ug/snva612b/snva612b.pdf>>, 参照 2018 年 1 月 20 日
- [7] Koyo Asaishi, Nobukazu Tshukiji, Yasunori Kobori, Yoshiki Sunaga, Nobukazu Takai and Haruo Kobayashi “Hysteretic Controlled Buck Converter with Switching Frequency Insensitive to Input/Output Voltage Ratio” IEEE 13th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Hangzhou, China (Oct 26, 2016)
- [8] Natsuko Miki, Nobukazu Tsukiji, Koyo Asaishi, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi “EMI Reduction Technique With Noise Spread Spectrum Using Swept Frequency Modulation for Hysteretic DC-DC Converters,” IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Xiamen, China (Nov. 6-9, 2017)

## 謝辞

本研究をすすめるにあたり、2年間ご指導をいただきました所属研究室の高井伸和准教授に感謝いたします。主査を担当していただき、有益な助言をいただきました本島邦行教授に心より感謝いたします。懇切丁寧にご指導、議論してくださった客員教授の小堀康功教授に深く感謝の意を表します。副査をしていただきました栗田伸幸准教授に感謝いたします。小林研究室の築地伸和様、所属研究室の三木夏子様、新井貴之様、研究進捗報告会では有益な議論をしていただき大変刺激になりました。感謝いたします。最後に小林研究室および高井研究室の皆様のご協力に深く感謝いたします。



## 本研究に関する成果

- (1) 白石尚也、築地伸和、須永祥希、小堀康功、高井伸和、小林春夫 “制御時間比率が変化する SIDO 電源の検討” 第 6 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会 前橋工科大学 (2016 年 3 月 1 日,2 日)
- (2) 浅石恒洋、白石尚也、須永祥希、築地伸和、小堀康功、小林春夫、高井伸和 “ヒステリシス制御 DC-DC コンバータの EMI 低減化についての検討” 第 6 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会 前橋工科大学 (2016 年 3 月 1 日,2 日)
- (3) 須永祥希、白石尚也、浅石恒洋、築地伸和、小堀康功、小林春夫、高井伸和 “ZVS-PWM 制御昇圧型単電源回路のスペクトラム拡散によるノイズ低減手法” 第 6 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会 前橋工科大学 (2016 年 3 月 1 日,2 日)
- (4) 浅石恒洋、築地伸和、小堀康功、須永祥希、高井伸和、小林春夫 “入出力電圧に依存しない一定スイッチング周波数ヒステリシス制御電源の安定性と実装検討” 電気学会電子回路研究会、ECT-16-108,東京理科大学(2016 年 12 月 15 日)
- (5) 浅石恒洋、築地伸和、小堀康功、須永祥希、高井伸和、小林春夫 “入出力電圧に依存しない一定スイッチング周期ヒステリシス制御電源の検討” 平成 28 年度電気学会産業応用部門大会,1-27、群馬大学荒牧キャンパス(2016 年 8 月 30 日)
- (6) 須永祥希、浅石恒洋、築地伸和、小堀康功、高井伸和、小林春夫 “ZVS-PWM 制御単一インダクタ 2 出力スイッチング電源回路の実装と評価結果” 平成 28 年度電気学会産業応用部門大会,1-27、群馬大学荒牧キャンパス(2016 年 8 月 30 日)
- (7) 三木夏子、高井伸和、小堀康功、浅石恒洋、築地伸和、須永祥希、小林春夫 “リップル制御コンバータにおける擬似アナログ信号を用いた EMI 低減方式の実装” 第 7 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会 足利工業大学 (2017 年 3 月 2 日,3 日)
- (8) サハングデュララ、築地伸和、浅石恒洋、小堀康功、高井伸和、小林春夫 “電圧モード制御方式を用いた降圧形 DC/DC コンバータ回路のむだ時間抑制に関する検討” 第 6 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会 前橋工科大学 (2017 年 3 月 1 日,2 日)
- (9) 須永祥希、浅石恒洋、築地伸和、三木夏子、櫻井翔太郎、マニメルサハン、小堀康功、高井伸和、小林春夫 “ZVS-PWM 昇圧型 DC-DC 電源における二相化制御方式の検討” 電子情報通信学会回路とシステム研究会、機械振興会館(2017 年 1 月 26 日)
- (10) 浅石恒洋、築地伸和、三木夏子、小堀康功、高井伸和、小林春夫 “スペクトラム拡散を用いた DC-DC コンバータの EMI 低減量と諸特性の関係” 平成 29 年度電気学会電子情報システム部門大会、GS4-3(2017 年 9 月)

- (11) 熊軼、浅石恒洋、三木夏子、孫逸菲、築地伸和、小堀康功、小林春夫 “COT 方式リプル制御電源における 4 相化シミュレーション検討” 電子情報通信学会回路とシステム研究会、機械振興会館 (2018 年 1 月 25 日)
- (12) Y.Sunaga, N.Shiraishi, K.Asaishi, N.Tsukiji, Y.Kobori, H.Kobayashi “High Efficiency Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter with ZVS-PWM Control” IEEE 11th International Conference on ASIC, Chengdu, China (Nov. 3-6,2015)
- (13) Koyo Asaishi, Nobukazu Tshukiji, Yasunori Kobori, Yoshiki Sunaga, Nobukazu Takai and Haruo Kobayashi “Hysteretic Controlled Buck Converter with Switching Frequency Insensitive to Input/Output Voltage Ratio” IEEE 13th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, Hangzhou, China (Oct 26, 2016)
- (14) Yi Xiong , Koyo Asaishi , Natsuko Miki, Yifei Sun, Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori Haruo Kobayashi"Constant On-Time Controlled Four-phase Buck Converter via Saw-tooth-wave Circuit and its Element Sensitivity"
- (15) Natsuko Miki, Nobukazu Tsukiji, Koyo Asaishi, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi “EMI Reduction Technique With Noise Spread Spectrum Using Swept Frequency Modulation for Hysteretic DC-DC Converters,” IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Xiamen, China (Nov. 6-9, 2017)
- (16) Manimel Wadu, Sahan Dulara, Nobukazu Tsukiji, Kobori Yasunori, Koyo Asaishi, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi, “Delay-Time Suppression Technique for DC / DC Buck Converter Using Voltage Mode PWM Control,” IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Xiamen, China (Nov. 6-9, 2017)